

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**FONTE CHAVEADA COM ALTO FATOR DE
POTÊNCIA UTILIZANDO O CONVERSOR ZETA
EM CONDUÇÃO DESCONTÍNUA.**

**DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE
SANTA CATARINA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE
EM ENGENHARIA ELÉTRICA.**

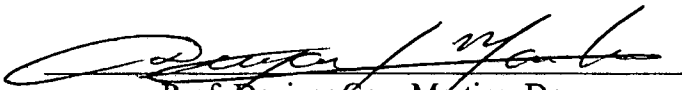
ADRIANO PÉRES


FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1993.

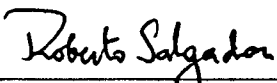
**FONTE CHAVEADA COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA
UTILIZANDO O CONVERSOR ZETA EM CONDUÇÃO DESCONTÍNUA.**

ADRIANO PÉRES

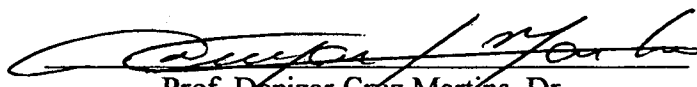
Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em engenharia, especialidade Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo curso de Pós-Graduação.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
Orientador.

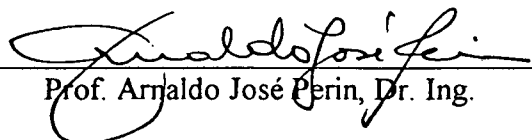

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Co-Orientador.

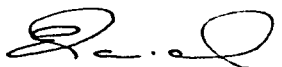

Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph. D.
Coordenador do curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica.

BANCA EXAMINADORA:


Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.


Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.


Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.


Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

*À minha mãe e à
memória de meu pai.*

*Um agradecimento muito especial
à Lurdinha e ao Zé Miguel.*

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Denizar Cruz Martins pela orientação e amizade ao longo desta marcante caminhada.

Ao Professor Ivo Barbi, co-orientador, pelas excelentes discussões, questionamentos e sugestões que enriqueceram muito o trabalho.

Aos membros do LAMEP, pela amizade e companheirismo, Adenir, Alexandre Ferrari, Arnaldo Perin, Coelho, Fagundes, Hari, Kassick, Maria Stela, Pacheco, e Rosângela.

Ao sofrido trabalhador Brasileiro que, com seus impostos, financiou esta pesquisa por intermédio do CNPq e da Universidade Federal de Santa Catarina.

À minha família que em muitos momentos se privou da minha presença, mas que me motivava e apoiava:

Minha mãe e meu irmão Célio;

Minhas irmãs Lurdinha, Lenita e Adriana;

Zé Miguel, Fábio e Drumond e aos meus queridos

Sobrinhos Fernando, Mariana e Fabinho.

Aos colegas de turma Marco Akio, Wilstermann, José de Oliveira, Claudiner, Éverton, Cézar, Gilvane, Galba, Cícero, Jáder, José Contreras, Ramón, Ewaldo, Marco V., Paulo, Petrônio, João Aberides e Alvaro pelo companheirismo.

Ao Jaisson e ao Dezotti que tiveram o árduo trabalho de me ajudar na confecção das figuras da Dissertação e dos artigos que ela gerou.

Em especial aos três bonequeiros Gilberto, Vicente e Miguelito pela grande amizade construída.

Aos grandes colaboradores Peter Mantovanelli, Carlos Muñoz, Dalton Vidor e José Renes Pinheiro, que de tantas discussões, críticas, comentários e sugestões foram verdadeiros orientadores e amigos que jamais esquecerei.

À loucura geral.

SUMÁRIO

RESUMO.....	ix
ABSTRACT.....	x
SIMBOLOGIA.....	xi
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO.....	01
1.1 - DEFINIÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA.....	02
1.2 - EXEMPLOS DE ESTÁGIOS RETIFICADORES.....	03
CAPÍTULO 2- ANÁLISE DO CONVERSOR ZETA PARA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA	
2.1 - INTRODUÇÃO.....	07
2.2- ETAPAS DE FUNCIONAMENTO.....	08
2.3- EQUACIONAMENTO E GERAÇÃO DE ÁBACOS.....	11
2.3.1- ESTUDO DAS ETAPAS DE FUNCIONAMENTO.....	11
2.3.2- ANÁLISE DA CORRENTE DE ENTRADA.....	14
2.3.3- RAZÃO CÍCLICA CRÍTICA.....	14
2.3.4- CORRENTE MÉDIA NO DIODO D1.....	16
2.3.5- POTÊNCIA TRANSFERIDA À CARGA.....	17
2.3.6- CARACTERÍSTICA DE SAÍDA.....	18
2.3.7- INDUTÂNCIA EQUIVALENTE CRÍTICA.....	20
2.3.8- CORRENTE DE PICO DIODO D1.....	21
2.3.9- CORRENTE MÉDIA NA CHAVE S1.....	21
2.3.10- CORRENTE DE PICO NA CHAVE S1.....	22
2.3.11- CORRENTE EFICAZ NA CHAVE S1.....	23
2.3.12- CORRENTE MÉDIA NA INDUTÂNCIA MAGNETIZANTE.....	24

2.3.13- CORRENTE EFICAZ NA INDUTÂNCIA MAGNETIZANTE.....	24
2.3.14- CORRENTE EFICAZ NA INDUTÂNCIA DE SAÍDA.....	25
2.3.15- CORRENTE EFICAZ NO CAPACITOR DE ACOPLAMENTO.....	26
2.3.16- CORRENTE EFICAZ NO CAPACITOR DE SAÍDA.....	26
2.3.17- CORRENTE EFICAZ NO DIODO D1.....	27
2.4- ANÁLISE DO FATOR DE POTÊNCIA.....	28
2.5- FILTRO DE ENTRADA.....	29
2.6- ANÁLISE DO CAPACITOR DE ACOPLAMENTO.....	30
2.7- ESTUDO DO CAPACITOR DE SAÍDA.....	31
2.8- CORRENTE MÉDIA NOS DIODOS DA PONTE RETIFICADORA.....	32
2.9- CONCLUSÕES.....	32

CAPÍTULO 3- PROJETO E SIMULAÇÃO

3.1- METODOLOGIA DE PROJETO.....	33
3.2- DADOS PARA O PROJETO.....	34
3.3- CÁLCULO DOS PARÂMETROS NECESSÁRIOS À SIMULAÇÃO.....	34
3.4- CÁLCULO DOS ESFORÇOS NOS COMPONENTES.....	35
3.5- SIMULAÇÃO.....	36
3.6- SIMULAÇÃO PARA CORRENTE CONTÍNUA EM L_o	43
3.7 CONCLUSÕES.....	45

CAPÍTULO 4- EXPERIMENTAÇÃO

4.1- INTRODUÇÃO.....	47
4.2- ESPECIFICAÇÕES.....	47
4.3- PROJETO DA FONTE CHAVEADA.....	48
4.4- ESPECIFICAÇÃO DOS COMPONENTES.....	51
4.4.1- INDUTOR DE SAÍDA.....	51
4.4.2- CÁLCULO DO TRANSFORMADOR.....	52
4.4.3- CÁLCULO DO INDUTOR DO FILTRO DE ENTRADA.....	54

4.4.4- DIODO DE SAÍDA D1.....	55
4.4.5- CHAVE S1.....	55
4.4.6- DIODOS DA PONTE RETIFICADORA.....	55
4.4.7- O CIRCUITO GRAMPEADOR.....	56
4.4.8- O CIRCUITO DE COMANDO.....	57
4.5- RESULTADOS OBTIDOS.....	57
4.5- CONCLUSÕES.....	61
 CAPÍTULO 5- ANÁLISE DO CONVERSOR FLYBACK.....	62
5.1- EQUACIONAMENTO.....	62
5.2- PROJETO PARA SIMULAÇÃO.....	65
5.3- RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	66
5.4- CONCLUSÕES.....	67
 CONCLUSÕES GERAIS.....	69
 BIBLIOGRAFIA.....	70

RESUMO

Este trabalho apresenta a análise do conversor ZETA operando em condução descontínua para emprego na correção de fator de potência.

A grande atração para o estudo desta estrutura reside no fato de ser naturalmente isolável permitindo que se obtenha uma tensão de saída regulada utilizando-se um único estágio de processamento de energia com uma única chave controlada. Seus resultados são muito interessantes pois não introduz harmônicas na corrente da rede, fornecendo assim fator de potência unitário para toda faixa de operação.

Apresenta-se o princípio de operação, a análise matemática, o procedimento para projeto, resultados de simulação e de um protótipo de laboratório que validam o estudo desenvolvido. São feitas ainda comparações com o conversor FLYBACK, que apresenta características muito semelhantes para esta aplicação.

ABSTRACT

This work presents the analysis of the ZETA converter operating in discontinuous conduction mode (DCM) for power factor correction.

The main attractive of the ZETA converter is that it is a naturally isolated structure, which allow a regulated output voltage with only one power processing stage.

Principle of operation, mathematical analysis, design procedure, simulation and experimental results obtained from a laboratory prototype are presented.

SIMBOLOGIA

1 - Grandezas Fixas.

a - relação de transformação de transformador.

Ae - área efetiva da perna central do núcleo de ferrite de um elemento magnético.

Aw - área da janela do carretel de um elemento magnético.

B - densidade de fluxo magnético.

D - razão cíclica.

Dc - razão cíclica crítica.

C1 - capacitor de acoplamento do conversor ZETA.

fc - frequência de corte do filtro de entrada.

FP - fator de potência.

G - característica de saída do conversor.

ic - corrente de circulação.

J - densidade de corrente em um condutor.

Kp - fator de utilização do enrolamento primário de um transformador.

Kw - fator de utilização da janela do núcleo de ferrite.

L - indutância equivalente do conversor ZETA ($L=L_m/L_o$).

lg - entreferro de um elemento magnético.

N - número de espiras do enrolamento de um elemento magnético.

Pc - perdas em um núcleo magnético.

Pw - perdas no enrolamento de um elemento magnético.

RF - resistência equivalente do conversor FLYBACK.

RT - resistência térmica do núcleo de um elemento magnético.

RZ - resistência equivalente do conversor Zeta.

ta - tempo em que a chave S1 permanece aberta (bloqueada).

tc - tempo crítico.

td - tempo de condução do diodo D1.

TDH - taxa de distorção harmônica.

t_f - tempo em que a chave S1 permanece fechada (conduzindo).

t_{rr} - tempo de recuperação reversa de um diodo.

V_e - volume do núcleo de ferrite de um elemento magnético.

α - relação de tensões (V_p/V_o).

δ - profundidade de penetração de corrente em um condutor.

φ - ângulo de defasagem entre tensão e corrente de entrada.

η - rendimento.

μ_o - permeabilidade magnética do ar.

ρ - resistividade de um condutor.

ω - frequência angular da rede.

ω_c - frequência angular de corte do filtro de entrada.

ζ - coeficiente de amortecimento.

2 - Grandezas Generalizadas.

C - capacitor.

d - diâmetro de um condutor.

D - diodo.

E - energia.

f - frequência.

i, I - corrente.

L - indutância ou indutor.

P - potência.

R - resistência.

S - área de secção transversal de um condutor.

t - tempo.

T - período ou temperatura.

v, V - tensão.

\overline{x} - grandeza (x) parametrizada.

$x(t)$ - grandeza (x) variante no tempo.

Δ - variação de uma grandeza.

Sub-índices das Grandezas.

b - referente ao conversor Boost.

c - referente à carga.

ef - referente a valores eficazes.

f - referente a fios ou ao filtro de entrada.

g - referente a grampeador ou grampeamento.

in - referente à entrada.

m - referente à indutância magnetizante.

m - referente a valores mínimos.

med - referente a valores médios.

o - referente à saída.

p - referente a valores de pico.

p - referente ao lado primário de um transformador.

r - referente à rede.

s - referente à chaveamento ou ao período de chaveamento.

s - referente ao lado secundário de um transformador.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO.

Até o momento muitas estruturas de conversores tem sido empregadas em fontes chaveadas com as mais diversas variações topológicas, para tentar vencer as exigências impostas pelas normas com respeito ao fator de potência apresentado à rede, principalmente as internacionais, como IEC 555-2.

As fontes chaveadas com entrada retificadora convencional apresentam para a rede uma alta distorção harmônica e conseqüentemente um baixo fator de potência, problema este que levou toda a comunidade de eletrônica de potência mundial a pesquisar técnicas para sua solução. Muitos métodos para a correção do fator de potência em fontes chaveadas apareceram e o que se tornou mais popular foi o emprego do conversor boost, que é muito conhecido e utilizado industrialmente em larga escala, apesar de apresentar algumas adversidades. Como pré-regulador ele se mostrou muito eficiente, porém quando se tenta obter uma estrutura que processe a potência envolvida em um único estágio enfrenta-se grandes problemas, já que não é uma estrutura naturalmente isolável.

Em meados de 1992 o Grupo de Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico (GEPAE) da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) verificou que o conversor ZETA, que é uma estrutura cujo conhecimento a nível mundial muito se deve a contribuições locais, poderia ser empregado para correção do fator de potência com grandes vantagens, já que é um conversor naturalmente isolável, e que pode então, processar a potência em um único estágio, fazer a correção do fator de potência e isolar e regular a tensão de saída.

Com o objetivo de desenvolver uma metodologia de projeto para o conversor ZETA, aplicado à correção de fator de potência, desenvolveu-se neste trabalho sua análise qualitativa e quantitativa, simulou-se e projetou-se um protótipo de laboratório para verificar sua validade. Com o conversor ZETA para correção de fator de potência conhecido partiu-se

ainda para uma comparação de suas características frente ao conversor FLYBACK, que é muito semelhante em vários aspectos, apresentando apenas diferenças topológicas.

1.1 - DEFINIÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA.

Seja um circuito elétrico qualquer, alimentado por uma fonte de tensão perfeitamente senoidal, como o mostrado na figura 1.1, onde o fator de potência é expresso da seguinte forma:

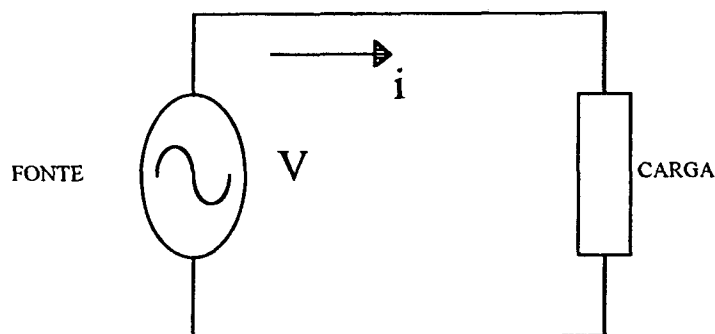


Figura 1.1 - Circuito elétrico arbitrário.

$$FP = \frac{V_{ef} \cdot I_{1ef}}{V_{ef} \cdot I_{ef}} \cdot \cos \phi_1 = \frac{I_{1ef}}{I_{ef}} \cdot \cos \phi_1 \quad \dots(1.1)$$

A corrente de entrada pode ser expressa pela soma das suas componentes harmônicas como segue.

$$i = I_1 + \sum_{i=2}^n I_i \quad \dots(1.2)$$

Desta mesma forma pode-se expressar em termos de componentes eficazes:

$$I_{ef}^2 = I_{1ef}^2 + \sum_{i=2}^n I_{ief}^2 \quad \dots(1.3)$$

Substituindo (1.3) em (1.1) e desenvolvendo a expressão obtém-se:

$$FP = \frac{I_{1ef}}{\sqrt{I_{1ef}^2 + \sum I_{ief}^2}} \cdot \cos \varphi_1 \quad \dots(1.4)$$

$$FP = \frac{\cos \varphi_1}{\sqrt{1 + \sum \frac{I_{ief}^2}{I_{1ef}^2}}} \quad \dots(1.5)$$

Por definição tem-se que a taxa de distorção harmônica (TDH) é:

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum I_{ief}^2}}{I_{ef}} \quad \dots(1.6)$$

Agora substituindo (1.6) em (1.5) chega-se a:

$$FP = \frac{\cos \varphi_1}{\sqrt{1 + TDH^2}} \quad \dots(1.7)$$

Assim quando se fala que o fator de potência é unitário conclui-se que o ângulo de defasagem entre tensão e corrente é nulo, e há ausência de harmônicas na onda de corrente, já que a TDH é dada por:

$$TDH = \frac{1}{\sqrt{FP^2 - 1}} \quad \dots(1.8)$$

1.2 - EXEMPLOS DE ESTÁGIOS RETIFICADORES.

O estágio retificador de entrada de uso mais comum em fontes chaveadas é dado na figura 1.2. Ele produz uma grande distorção harmônica na corrente de entrada e conseqüentemente um baixo fator de potência. A figura 1.3 mostra os resultados de simulação

para um retificador com potência de 200W. A TDH obtida é de 213% e o fator de potência é de 0,43.

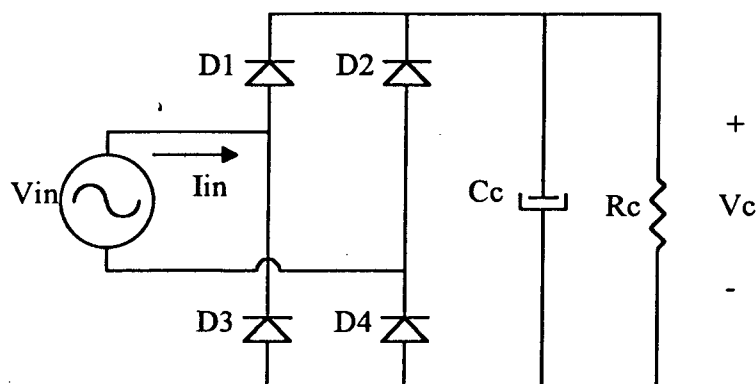


Figura 1.2 - Retificador monofásico convencional.

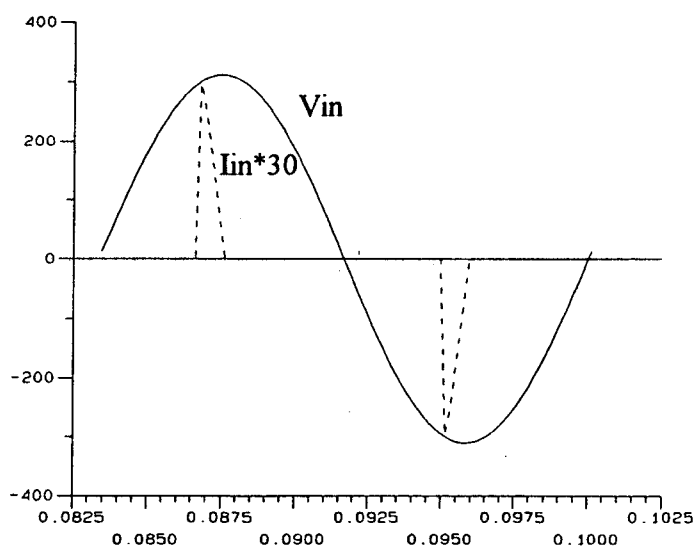


Figura 1.3 - Tensão e corrente de entrada para o retificador convencional.

Este conversor, como só drena corrente da fonte de entrada nos picos da onda de tensão, apresenta grande conteúdo harmônico (TDH=213%) empobrecendo o fator de potência (FP=0,43) e desrespeitando completamente as normas.

Muitas variações neste estágio foram realizadas para se melhorar o FP. Um bom exemplo foi a introdução de uma célula boost operando em condução descontínua apresentada na figura 1.4. A idéia básica é tentar distribuir a transferência de potência para o capacitor de saída em todo o período da rede, fazendo com que a corrente de entrada siga naturalmente a

tensão, como mostra a figura 1.5. A figura 1.6 mostra a tensão e a corrente de entrada para um estágio boost pré-regulador de fator de potência.

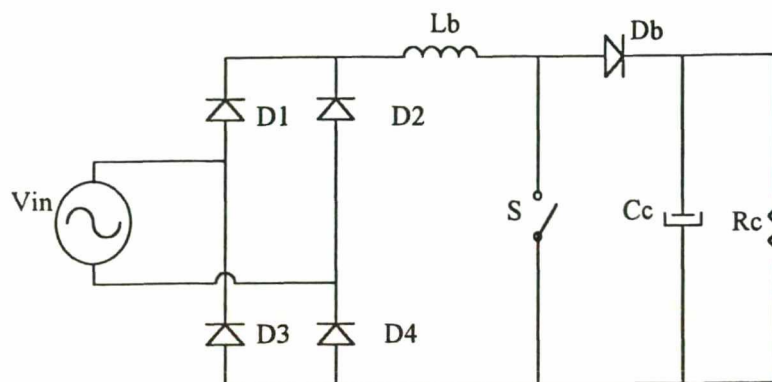


Figura 1.4 - Conversor Boost.

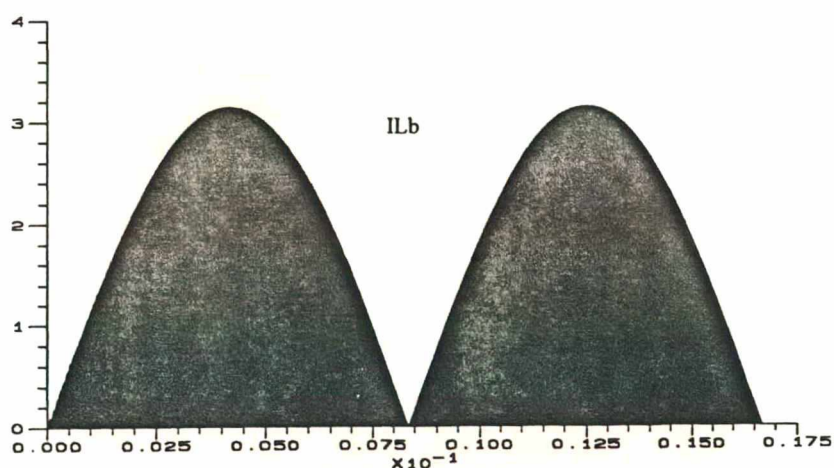


Figura 1.5 - Tensão e corrente após a ponte retificadora para o conversor Boost.

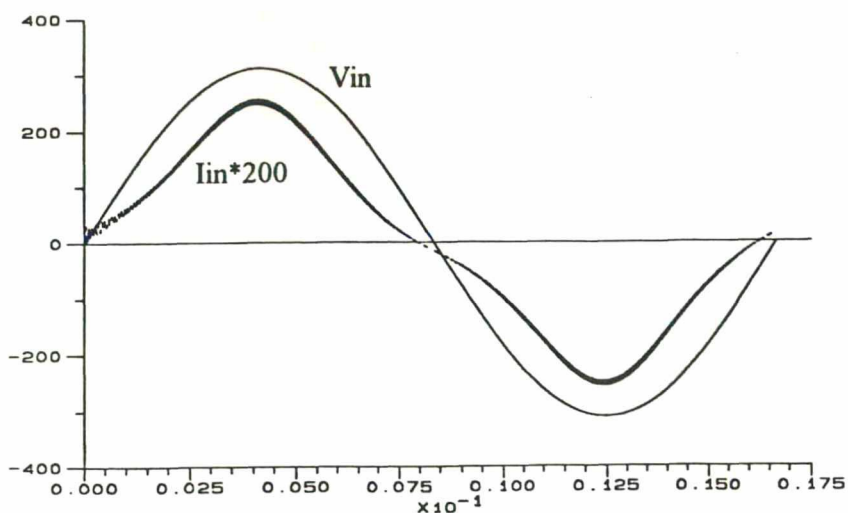


Figura 1.6 - Tensão e corrente de entrada para o conversor Boost.

Com o emprego deste conversor consegue-se uma TDH bem menor (18%) e um fator de potência quase unitário (0,984) que satisfazem as normas internacionais. Nas figuras 1.5 e 1.6 apresentou-se resultados de simulação para uma potência de 200W e uma tensão de saída de 500V.

O conversor boost apresenta algumas adversidades que são o não isolamento natural e sua característica de elevador de tensão, o que o limita a aplicações como estágio pré-regulador para as fontes chaveadas.

A proposição do conversor ZETA foi efetuada exatamente para solucionar estas características adversas, e nos próximos capítulos far-se-á o seu estudo.

CAPÍTULO 2

ANÁLISE DO CONVERSOR ZETA PARA CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA.

2.1 - INTRODUÇÃO.

Originalmente o conversor ZETA foi desenvolvido e analisado para funcionamento como estrutura CC-CC e foi empregado em fontes chaveadas na possibilidade de substituir o conversor Forward, como contribuição local [1].

Neste capítulo far-se-á a análise matemática do conversor ZETA para correção de fator de potência, cuja estrutura é mostrada na figura 2.1. Como pode ser observado na figura 2.1, a estrutura é isolada, o que a deixa bastante atrativa para o emprego em fontes chaveadas com um único estágio de processamento de energia e utilizando uma única chave controlada. Também pode ser empregado como fonte de múltiplas saídas, acrescentando-se para isso, tantos circuitos secundários quanto desejado.

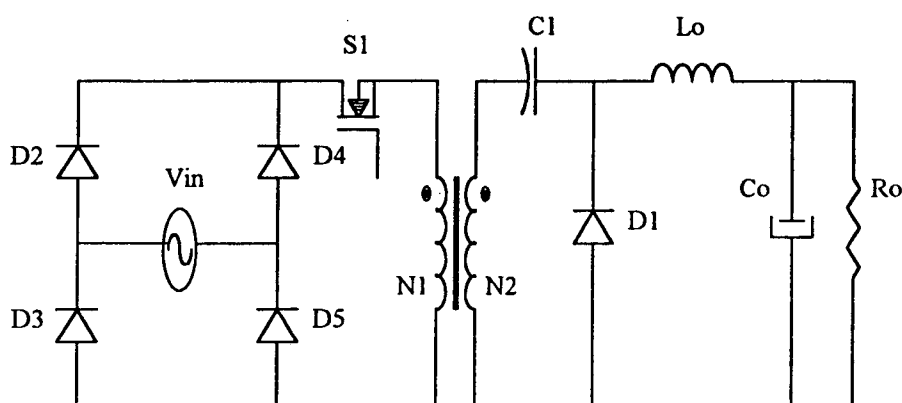


Figura 2.1 - Conversor ZETA.

2.2 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO.

O estudo do conversor ZETA será efetuado tomando-se como base algumas simplificações, anunciadas a seguir:

- A tensão de entrada é considerada constante para o período de chaveamento;
- O circuito é considerado em regime permanente;
- Os semicondutores são tomados como ideais;
- O transformador é representado por sua indutância de magnetização e referido ao lado primário;
- O capacitor de saída é grande o suficiente para que sua tensão seja considerada constante e igual a V_o .

A versão referida para o lado primário está mostrada na figura 2.2.

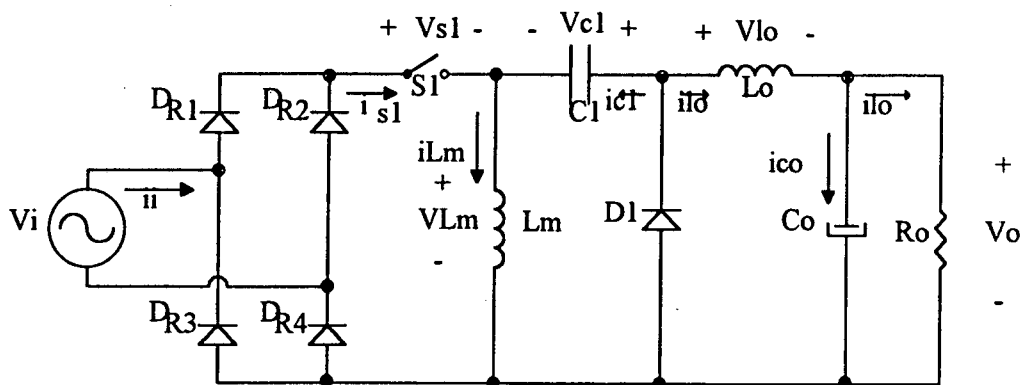


Figura 2.2 - Conversor ZETA não isolado.

As etapas de funcionamento para condução descontínua, e considerando a topologia referida para o lado primário do transformador, são as seguintes:

1ª Etapa (t_0, t_1) - (Fig. 2.3a) A chave S1 está habilitada e conduz a corrente i_{S1} , que cresce linearmente. As correntes i_{Lm} e i_{Lo} , que crescem também de forma linear armazenando energia em seus campos magnéticos, são supridas pela fonte e pelo capacitor C1 mais a fonte respectivamente. As tensões em C1 e Co são constantes e iguais a V_o .

2ª Etapa (t_1, t_2) - (Fig. 2.3b) Quando a chave S1 é bloqueada o diodo D1 entra em condução, instantaneamente, fazendo com que as indutâncias L_m e L_o transfiram suas

energias para os capacitores $C1$ e $C0$ respectivamente. As correntes i_{Lm} e i_{Lo} decrescem linearmente. Quando a corrente i_{Lm} se torna igual a corrente i_{Lo} , em módulo, o diodo $D1$ se bloqueia ($i_{D1}=0$) dando início à terceira etapa.

3ª Etapa ($t2, t3$) - (Fig. 2.3c) Esta etapa é caracterizada por uma circulação muito rápida de corrente por Lm , $C1$, Lo e Co , que terá seu sentido dependente das diferenças de energia armazenadas em Lm e Lo , na primeira etapa. A terceira etapa de operação é a que caracteriza a descontinuidade de corrente desta estrutura.

As ilustrações das etapas de operação são mostradas na figura 2.3, supondo que a rede está em seu semi-ciclo positivo. Com as etapas de funcionamento definidas e explicadas pode-se agora apresentar, na figura 2.4, as formas de ondas para um período de chaveamento da chave $S1$.

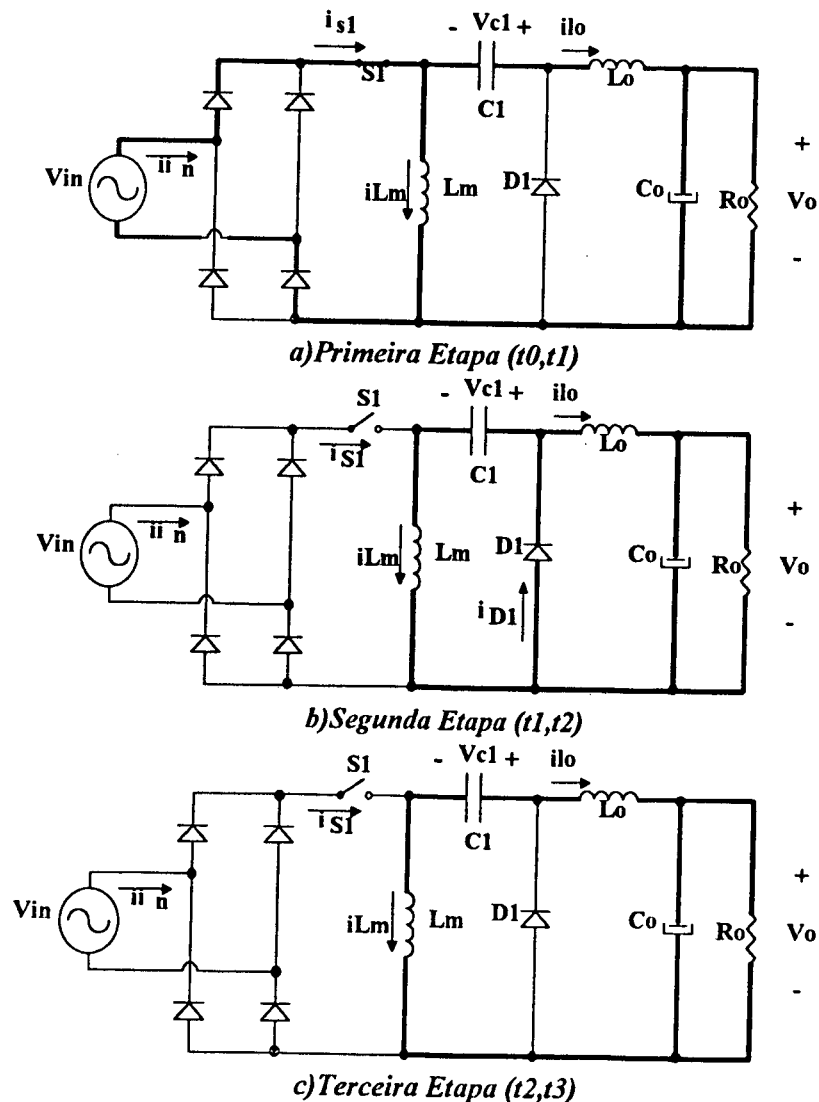


Figura 2.3 - Etapas de funcionamento para um período de chaveamento.

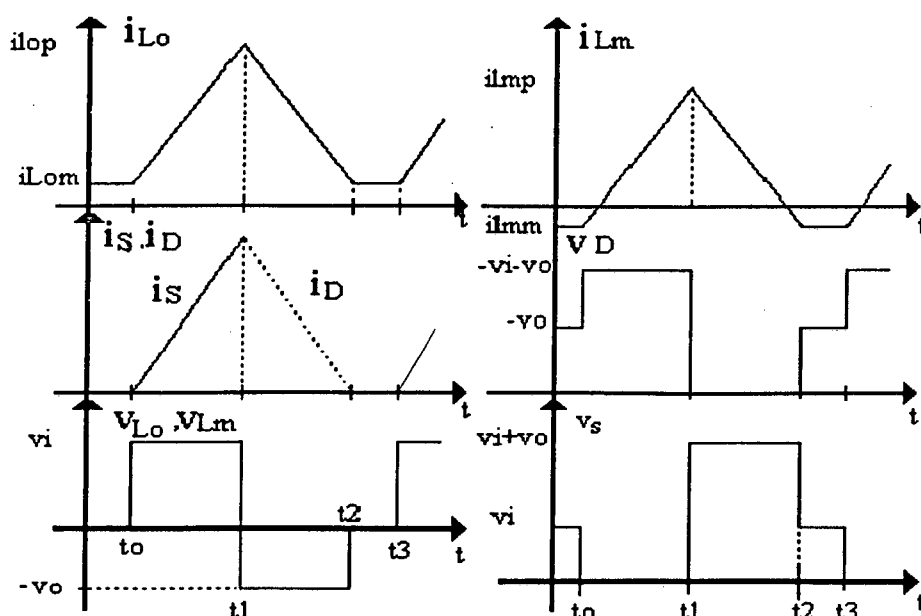


Figura 2.4 - Principais formas de ondas.

Nota-se que na figura 2.4 não se observa descontinuidade nem na corrente i_{Lm} nem na corrente i_{Lo} . Neste conversor, bem como no Sepic e no C'uk, a descontinuidade de corrente é observada superpondo-se as correntes i_{S1} e i_{D1} . Pode-se dizer também que a descontinuidade de corrente nas indutâncias acontece sob patamar não nulo.

No estudo acima foi considerado apenas um período de chaveamento, mas quando se considera um período completo da rede nota-se que a única diferença ocorre nos valores de pico das grandezas, não variando sua forma, isto acontece devido à variação senoidal da tensão de entrada. Para ilustrar a variação da corrente de entrada para um período da rede, apresenta-se a figura 2.5, que mostra uma forma de onda triangular modulada por uma senóide. Nota-se que nesta figura a frequência de chaveamento é bastante reduzida, isto foi feito apenas para facilitar a visualização.

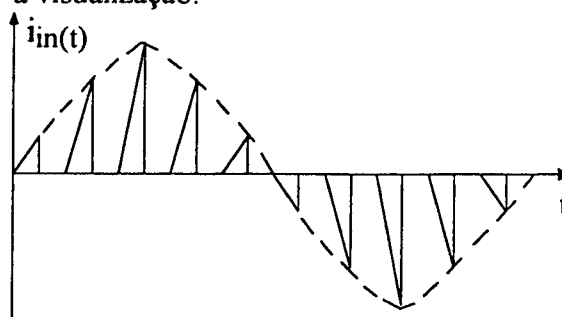


Figura 2.5 - Forma de onda da corrente de entrada.

2.3 - EQUACIONAMENTO E GERAÇÃO DE ÁBACOS.

Com as etapas do conversor definidas pode-se agora equaciona-lo. O tempo em que a chave S1 está conduzindo é denominado de t_f , o diodo conduz durante o tempo t_d . O tempo em que S1 permanece aberto é denominado de t_a . Os tempos t_0 , t_1 , t_2 e t_3 foram definidos na figura 2.4.

$$t_f = t_1 - t_0 \quad \dots(2.1)$$

$$t_d = t_2 - t_1 \quad \dots(2.2)$$

$$t_a = t_3 - t_1 = T_s - t_f \quad \dots(2.3)$$

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad \dots(2.4)$$

A razão cíclica D é definida por:

$$D = \frac{t_f}{T_s} \quad \dots(2.5)$$

2.3.1 - ESTUDO DAS ETAPAS DE FUNCIONAMENTO.

Na primeira etapa a chave S1 está conduzindo, de acordo com a figura 2.3a, e as seguintes expressões são válidas:

$$v_{Lm}(t) = Lm \cdot \frac{di_{Lm}(t)}{dt} \quad \dots(2.6)$$

$$v_{Lm}(t) = v_{in} \quad \dots(2.7)$$

$$v_{in} = V_p \cdot \text{sen}(\omega t) \quad \dots(2.8)$$

Assim a corrente na indutância magnetizante fica:

$$i_{Lm}(t) = \frac{V_p \cdot t}{Lm} \text{sen}(\omega t) + i_{Lm}m \quad \dots(2.9)$$

Para a indutância de saída L_o consegue-se:

$$v_{Lo}(t) = L_o \frac{di_{Lo}(t)}{dt} \quad \dots(2.10)$$

$$i_{Lo}(t) = \frac{Vp \cdot t}{Lo} \text{sen}(\omega t) + i_{Lo}m \quad \dots(2.11)$$

A corrente na chave S1 é dada pela soma das correntes nas indutâncias Lm e Lo, resultando em:

$$i_{S1}(t) = i_{Lm}(t) + i_{Lo}(t) \quad \dots(2.12)$$

$$i_{S1}(t) = \left(\frac{1}{Lm} + \frac{1}{Lo} \right) Vp \cdot t \cdot \text{sen}(\omega t) + i_{Lm}m + i_{Lo}m \quad \dots(2.13)$$

sabe-se porém, que as correntes iniciais são iguais e com sentidos opostos, resultando em:

$$i_{Lm}m = -i_{Lo}m \quad \dots(2.14)$$

$$i_{S1}(t) = \frac{Vp \cdot t}{L} \text{sen}(\omega t) \quad \dots(2.15)$$

onde L é definida como sendo a indutância equivalente do conversor ZETA vista pela fonte de entrada, e obtida a partir do paralelo de Lm com Lo.

$$L = \frac{Lm \cdot Lo}{Lm + Lo} \quad \dots(2.16)$$

Na segunda etapa o diodo D1 conduz, as seguintes expressões são válidas:

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}p(t) - \frac{Vo}{Lm}t \quad \dots(2.17)$$

a corrente de pico na indutância magnetizante $i_{Lmp}(t)$ é dada por:

$$i_{Lm}p(t) = \frac{Vp \cdot tf}{Lm} \text{sen}(\omega t) + i_{Lm}m \quad \dots(2.18)$$

Substituindo (2.18) em (2.17) consegue-se então a expressão da corrente magnetizante.

$$i_{Lm}(t) = \frac{Vp \cdot tf}{Lm} \text{sen}(\omega t) - \frac{Vo \cdot t}{Lm} + i_{Lm}m \quad \dots(2.19)$$

Para a indutância de saída Lo obtém-se:

$$i_{Lo}(t) = i_{Lo}p(t) - \frac{Vo}{Lo}t \quad \dots(2.20)$$

$$i_{Lo}p(t) = \frac{Vp \cdot tf}{Lo} \text{sen}(\omega t) + i_{Lo}m \quad \dots(2.21)$$

$$i_{Lo}(t) = \frac{Vp \cdot tf}{Lo} \text{sen}(\omega t) - \frac{Vo \cdot t}{Lo} + i_{Lo}m \quad \dots(2.22)$$

A corrente no diodo D1 é expressa pela soma das correntes $i_{Lm}(t)$ e $i_{Lo}(t)$, resultando em:

$$i_{D1}(t) = i_{Lm}(t) + i_{Lo}(t) \quad \dots(2.23)$$

$$i_{D1}(t) = \frac{V_p \cdot t_f}{L} \text{sen}(\omega t) - \frac{V_o \cdot t}{L} \quad \dots(2.24)$$

O tempo t_d pode ser expresso em função de variáveis já conhecidas tomando-se como base a expressão (2.24). Sabe-se que a corrente $i_{D1}(t)$ se anula quando o tempo t é igual a t_d .

$$0 = \frac{V_p \cdot t_f}{L} \text{sen}(\omega t) - \frac{V_o \cdot t_d}{L} \quad \dots(2.25)$$

$$t_d = \frac{V_p \cdot t_f}{V_o} \text{sen}(\omega t) \quad \dots(2.26)$$

Definindo-se α como sendo a relação da tensão de pico de entrada pela tensão de saída, consegue-se:

$$\alpha = \frac{V_p}{V_o} \quad \dots(2.27)$$

$$t_d = \alpha \cdot t_f \cdot \text{sen}(\omega t) \quad \dots(2.28)$$

Na terceira etapa não há mudanças nos estados das grandezas, que ficam constantes da seguinte forma:

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}m \quad \dots(2.29)$$

$$i_{Lo}(t) = i_{Lo}m \quad \dots(2.30)$$

$$v_{Lm}(t) = v_{Lo}(t) = 0 \quad \dots(2.31)$$

Das etapas de funcionamento e das formas de ondas das correntes nas indutâncias L_m e L_o sabe-se que as correntes i_{Lmm} e i_{Lom} são iguais porém com sentidos opostos. Para se usar apenas um símbolo simplifica-se por:

$$i_c = i_{Lm}m = -i_{Lo}m \quad \dots(2.32)$$

Esta corrente i_c , definida como corrente de circulação, tem equacionamento longo porém de fácil compreensão. Parte-se do balanço de fluxo (V.s) nos indutores L_m e L_o , admite-se rendimento unitário ($P_{in}=P_{out}$) e após alguns algebrismos chega-se ao resultado final expresso pela equação (2.33).

$$i_c(t) = \frac{\alpha \cdot D^2}{2 \cdot f_s} \left(\frac{L_m - \alpha \cdot L_o \cdot \sin(\omega t)}{L_m \cdot L_o} \right) \sin(\omega t) \quad \dots(2.33)$$

2.3.2 - ANÁLISE DA CORRENTE DE ENTRADA.

A corrente de entrada retificada é igual a corrente na chave S1; e já foi equacionada em (2.15).

$$i_{in}(t) = i_{S1}(t) \quad \dots(2.34)$$

$$i_{in}(t) = \frac{V_p \cdot \sin(\omega t)}{L} \cdot t \quad \dots(2.35)$$

Com a obtenção da expressão (2.35) pode-se fazer algumas conclusões preliminares que serão comprovadas, matematicamente, mais adiante:

-A corrente de entrada é isenta de harmônicas de baixa ordem, pois é diretamente proporcional à tensão de entrada,

-O fator de potência resultante será unitário e independente da carga, necessitando-se apenas de um filtro LC de entrada, de reduzido tamanho e volume, pois estará sintonizado próximo da frequência de chaveamento do conversor; desde que o filtro seja bem projetado e não produza defasagem entre tensão e corrente de entrada.

Quanto a corrente eficaz na rede não é necessário nenhum cálculo adicional, já que é igual a da chave S1, podendo-se então utilizar o mesmo ábaco.

2.3.3 - RAZÃO CÍCLICA CRÍTICA (Dc).

A máxima razão cíclica ou razão cíclica crítica pode ser definida analisando-se a corrente que circula no diodo D1, representada na figura 2.6, onde se apresenta também a corrente na chave S1 (curva tracejada), para facilitar a compreensão.

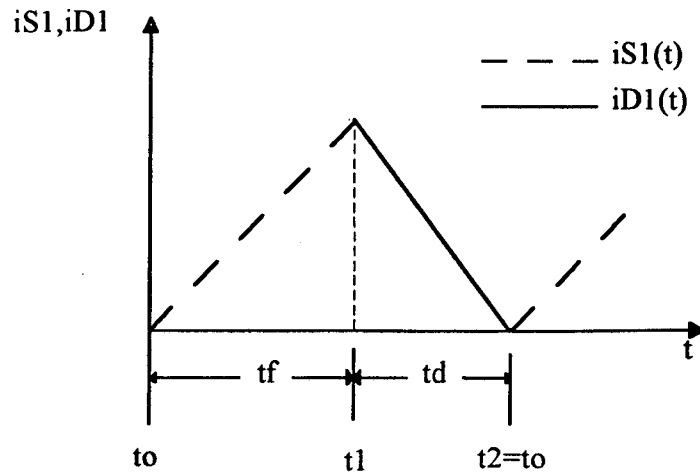


Figura 2.6 - Correntes em S1 e D1 para a condução crítica.

Quando a condução é crítica não ocorre a terceira etapa e os tempos t_a e t_d se confundem (são iguais). A corrente em D1 se anula no exato momento em que S1 é habilitada a conduzir.

Definindo t_c como o tempo de condução crítica, que é o ponto limite entre condução contínua e condução descontínua, e sabendo que neste tempo a corrente em D1 é nula, usa-se a expressão (2.24) que resulta em:

$$0 = \frac{V_p \cdot t_f}{L} - \frac{V_o \cdot t_c}{L} \quad \dots(2.36)$$

$$t_c = \frac{V_p}{V_o} t_f \quad \dots(2.37)$$

Da figura 2.6 percebe-se que:

$$t_c = t_a = t_d \quad \dots(2.38)$$

$$t_c = T_s - t_f \quad \dots(2.39)$$

Substituindo agora as expressões (2.5), (2.27) e (2.39) em (2.37) consegue-se a equação que expressa a razão cíclica crítica para o conversor ZETA aplicado a correção de fator de potência em função da relação de tensões.

$$D_c = \frac{1}{1 + \alpha} \quad \dots(2.40)$$

Na figura 2.7 é mostrado o ábaco gerado com esta expressão.

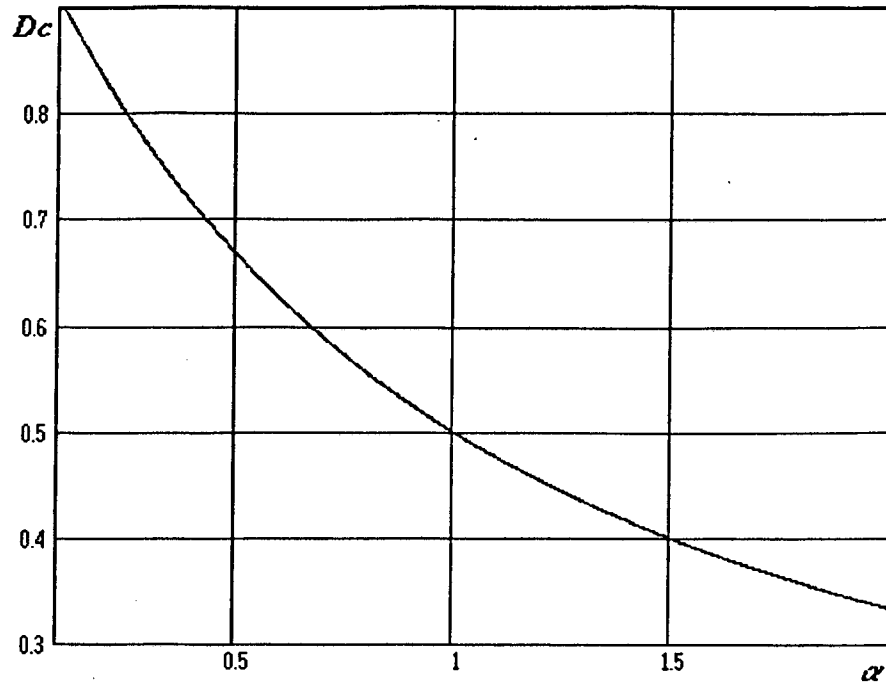


Figura 2.7 - Ábaco da razão cíclica crítica.

A expressão (2.40) e a figura 2.7 mostram que a razão cíclica da chave S1 deve ser menor ou igual a D_c para que o conversor não entre em condução contínua.

2.3.4 - CORRENTE MÉDIA NO DIODO D1.

A corrente média no diodo D1 é importantíssima para que se obtenha as expressões da potência transferida à carga, da característica de saída e da indutância crítica.

Para um período de chaveamento a corrente média no diodo D1 é expressa por:

$$i_{D1} mds = \frac{i_{D1P} \cdot t_d}{2 \cdot T_s} \quad \dots(2.41)$$

$$i_{D1P} = \frac{V_p \cdot D \cdot T_s}{L} \sin(\omega t) \quad \dots(2.42)$$

Substituindo (2.28) em (2.42) consegue-se:

$$i_{D1} mds = \frac{V_p \cdot \alpha \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L} \sin^2(\omega t) \quad \dots(2.43)$$

A integração da expressão (2.43) em relação a ωt resultará na corrente média no diodo D1 para o período da rede.

$$i_{D1md} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2\pi} i_{D1mds} \cdot d\omega t \quad \dots(2.44)$$

$$i_{D1md} = \frac{\alpha \cdot V_p \cdot D^2}{4 \cdot L \cdot f_s} \quad \dots(2.45)$$

Para geração normalizada do ábaco a corrente em D1 será parametrizada, o que resulta na expressão (2.46), e é mostrado na figura 2.8.

$$\overline{i_{D1md}} = \frac{i_{D1md} \cdot L \cdot f_s}{V_p} = \frac{\alpha \cdot D^2}{4} \quad \dots(2.46)$$

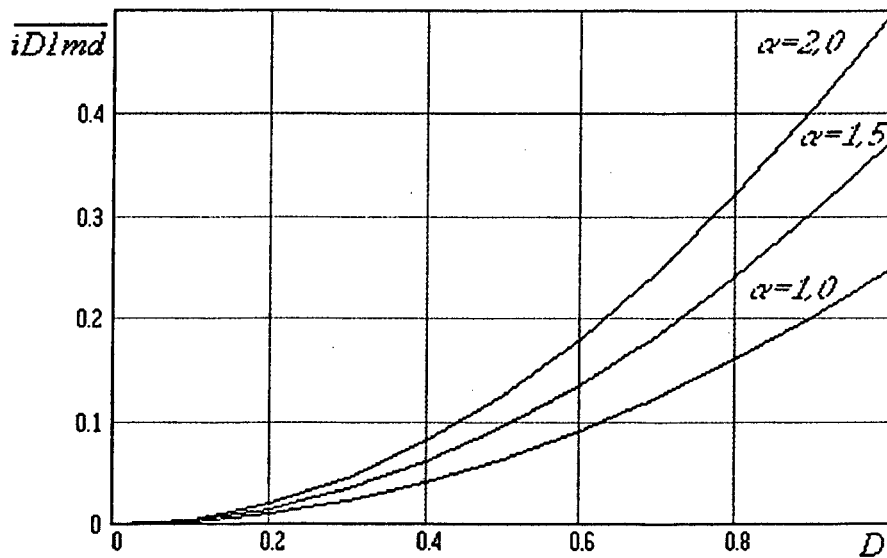


Figura 2.8 - Corrente média no diodo D1 parametrizada.

2.3.5 - POTÊNCIA TRANSFERIDA À CARGA.

É importante salientar que a corrente média no diodo D1 é igual a corrente de saída I_o , que é a própria corrente média no indutor de saída L_o .

$$i_{D1md} = I_o = i_{L_o md} \quad \dots(2.47)$$

Ao substituir (2.47) em (2.48), que é a expressão da potência de saída, chega-se a expressão (2.49) que define a transferência de potência à carga..

$$P_o = R_o \cdot I_o^2 = \frac{V_o^2}{R_o} \quad \dots(2.48)$$

$$P_o = \frac{R_o \cdot \alpha^2 \cdot V_p^2 \cdot D^4}{16 \cdot L^2 \cdot f_s^2} \quad \dots(2.49)$$

Parametrizando P_o obtém-se a expressão (2.50), de uso genérico, cuja curva está mostrada na figura 2.9.

$$\frac{\overline{P_o}}{R_o \cdot V_p^2} = \frac{P_o \cdot L^2 \cdot f_s^2}{R_o \cdot V_p^2} = \frac{\alpha^2 \cdot D^4}{16} \quad \dots(2.50)$$

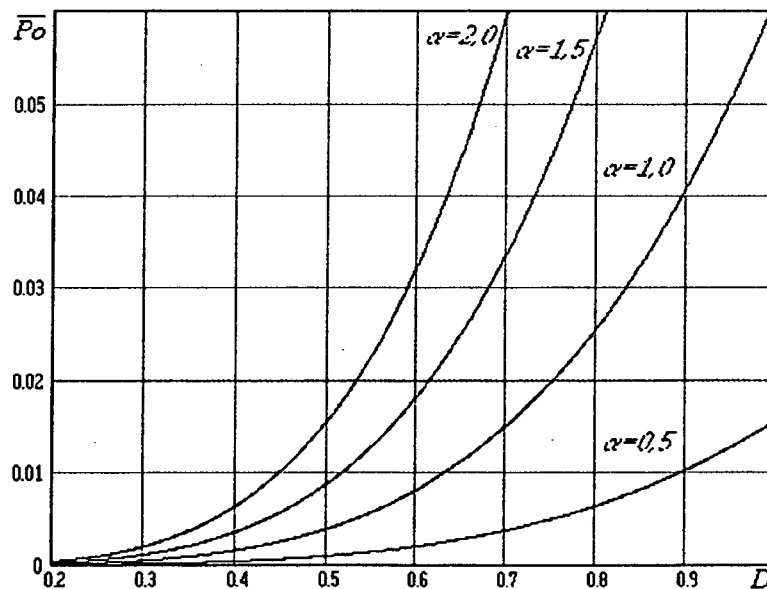


Figura 2.9 - Potência de saída parametrizada.

2.3.6 - CARACTERÍSTICA DE SAÍDA.

Novamente partindo da expressão (2.47), chega-se facilmente à expressão que define a característica de saída do conversor ZETA em condução descontínua de corrente para correção de fator de potência, bastando para isso que se faça alguns algebrismos.

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} \quad \dots(2.51)$$

$$G = \frac{V_o}{V_p} = \frac{1}{\alpha} \quad \dots(2.52)$$

$$G = \frac{D}{2} \sqrt{\frac{R_o}{L \cdot f_s}} \quad \dots(2.53)$$

Parametrizando esta expressão chega-se ao ábaco da figura 2.10.

$$\bar{G} = G \sqrt{\frac{L \cdot f_s}{R_o}} = \frac{D}{2} \quad \dots(2.54)$$

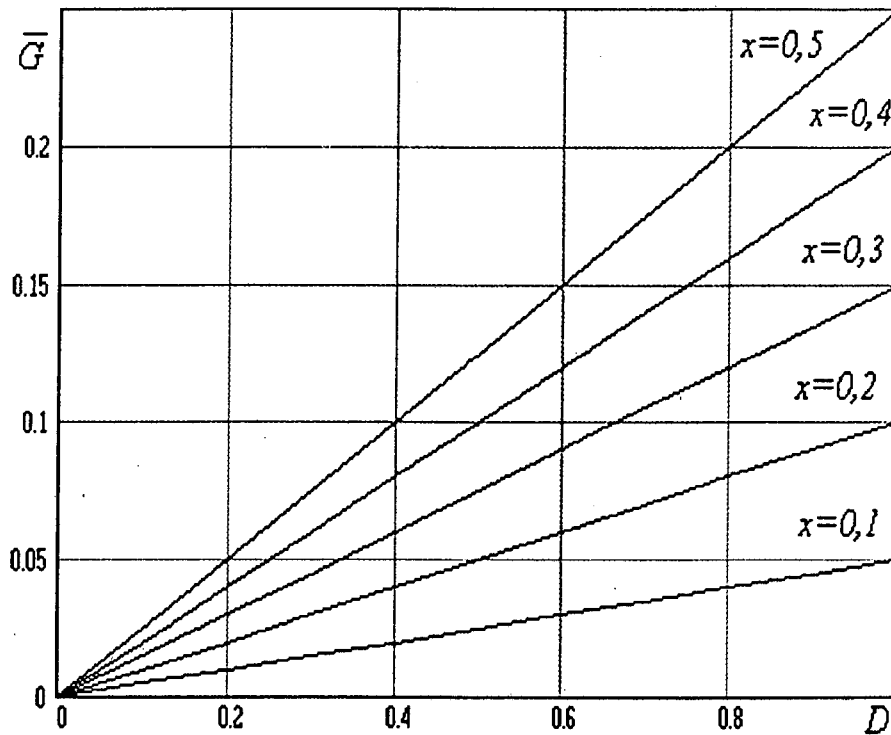


Figura 2.10 - Característica de saída parametrizada.

Da expressão (2.43) obtém-se uma relação para se definir a razão cíclica de operação, cuja parametrização foi feita para a construção do ábaco apresentado na figura 2.11.

$$D = \frac{2}{\alpha} \sqrt{\frac{L \cdot f_s}{R_o}} \quad \dots(2.55)$$

$$\bar{D} = D \sqrt{\frac{R_o}{L \cdot f_s}} = \frac{2}{\alpha} \quad \dots(2.56)$$

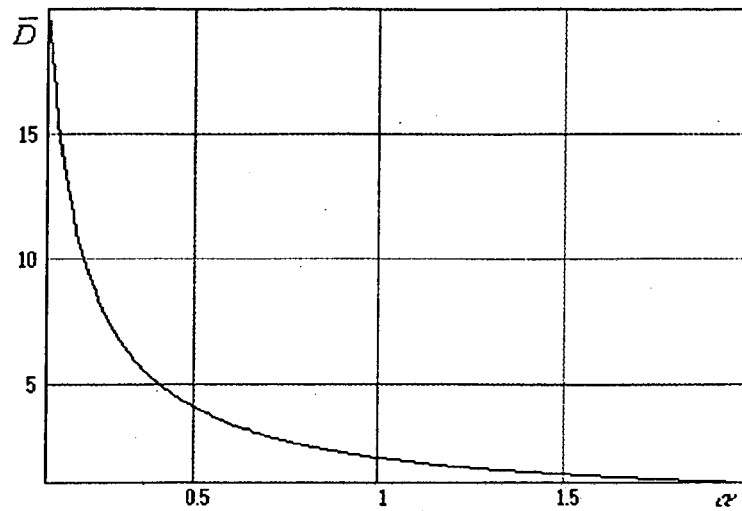


Figura 2.11 - Razão cíclica parametrizada.

2.3.7 - INDUTÂNCIA EQUIVALENTE CRÍTICA.

Com as expressões (2.45) e (2.47) acha-se a equação que define a indutância equivalente crítica, cuja curva é mostrada na figura 2.12.

$$L_c = \frac{\alpha \cdot V_p \cdot Dc^2}{4 \cdot I_o \cdot fs} \quad \dots(2.57)$$

$$\overline{L_c} = \frac{L_c \cdot I_o \cdot fs}{V_p} = \frac{\alpha \cdot Dc^2}{4} \quad \dots(2.58)$$

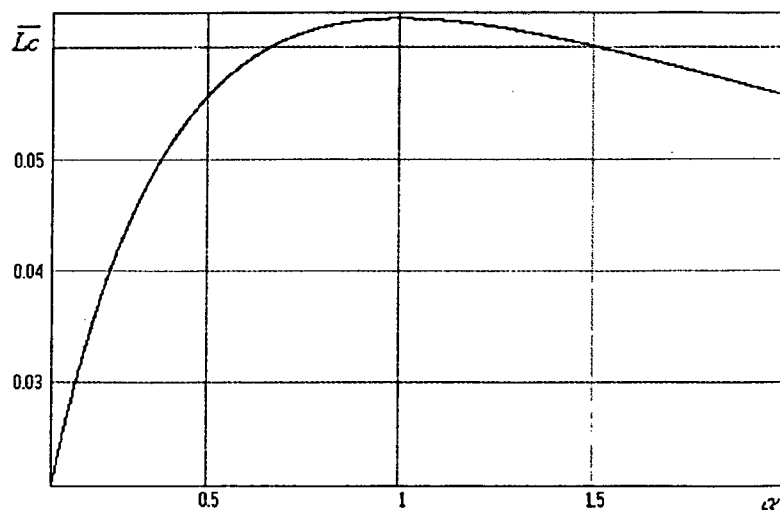


Figura 2.12 - Indutância equivalente crítica parametrizada.

2.3.8 - CORRENTE DE PICO NO DIODO D1.

A corrente de pico no diodo D1 já foi definida pela equação (2.42) que, parametrizada, resulta na expressão (2.60).

$$i_{D1P}(t) = \frac{V_p \cdot D}{L \cdot f_s} \text{sen}(\omega t) \quad \dots(2.59)$$

$$\overline{i_{D1P}} = \frac{i_{D1P} \cdot L \cdot f_s}{V_p} = D \text{sen}(\omega t) \quad \dots(2.60)$$

Essas expressões mostram que a corrente de pico no diodo D1 é modulada por uma senóide. O pico máximo ocorrerá no máximo da senóide, ou seja, quando o seno for unitário. Assim pode-se reescrever a expressão (2.60) como sendo:

$$\overline{i_{D1P}} = \frac{i_{D1P} \cdot L \cdot f_s}{V_p} = D \quad \dots(2.61)$$

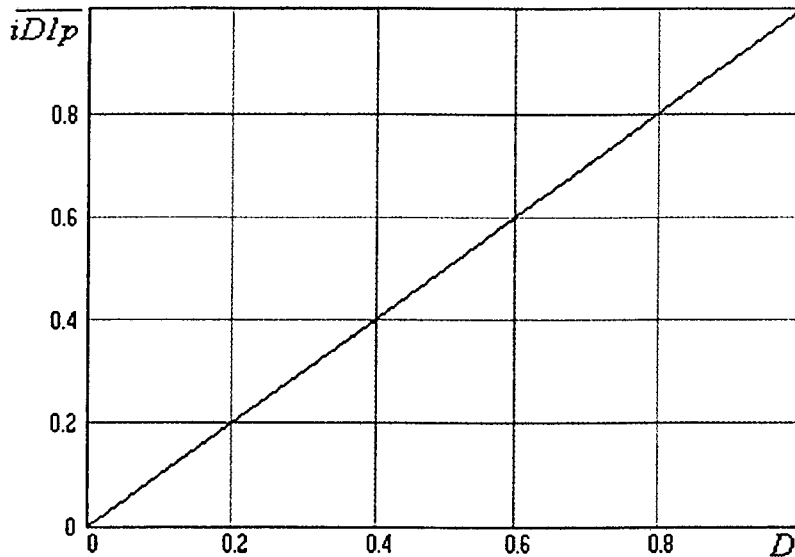


Figura 2.13 - Corrente de pico no diodo D1 parametrizada.

2.3.9 - CORRENTE MÉDIA NA CHAVE S1.

A corrente na chave S1 foi expressa em (2.15) e a corrente média para um período de chaveamento fica:

$$i_{S1mds} = \frac{V_p \cdot D^2}{2 \cdot L \cdot f_s} \sin(\omega t) \quad \dots(2.62)$$

Para um período da rede obtém-se:

$$i_{S1md} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{S1mds} \cdot d\omega t \quad \dots(2.63)$$

$$i_{S1md} = \frac{V_p \cdot D^2}{\pi \cdot L \cdot f_s} \quad \dots(2.64)$$

Parametrizando gera-se o ábaco apresentado na figura 2.14.

$$\overline{i_{S1md}} = \frac{i_{S1md} \cdot L \cdot f_s}{V_p} = \frac{D^2}{\pi} \quad \dots(2.65)$$

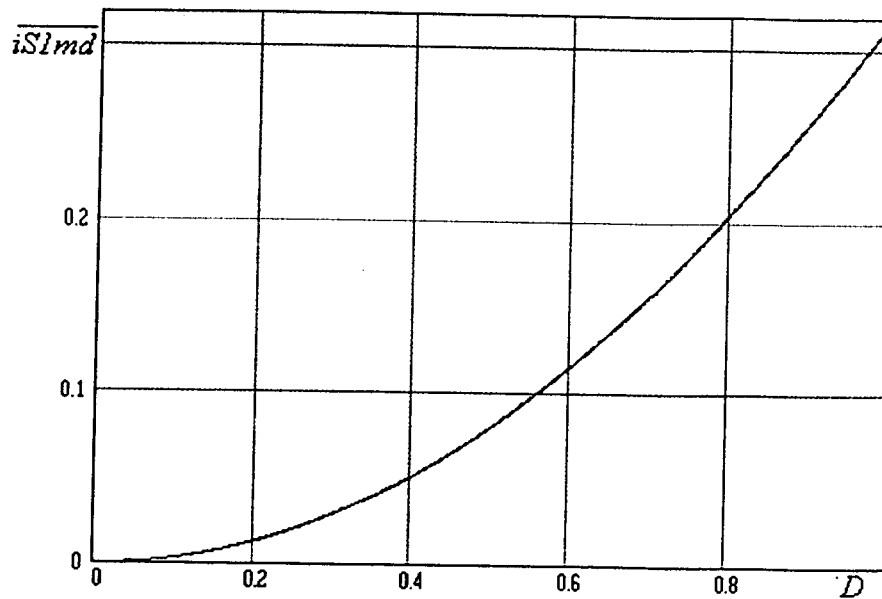


Figura 2.14 - Corrente média na chave S1 parametrizada.

2.3.10 - CORRENTE DE PICO NA CHAVE S1.

A corrente de pico na chave S1 é dada pela expressão (2.66) que, parametrizada, constata-se ser igual a corrente de pico no diodo D1 parametrizada, podendo-se assim utilizar o mesmo ábaco da figura 2.13.

$$i_{S1P} = \frac{V_p \cdot D}{L \cdot f_s} \quad \dots(2.66)$$

$$\overline{i_{s1p}} = \frac{i_{s1p} \cdot L \cdot fs}{V_p} = D \quad \dots(2.67)$$

2.3.11 - CORRENTE EFICAZ NA CHAVE S1.

Aplicando a definição de valor eficaz à expressão (2.15), para um período de chaveamento, obtém-se:

$$i_{s1ef}^2 s = \frac{V_p^2 \cdot D^3}{3 \cdot L^2 \cdot fs^2} \text{sen}^2(\omega t) \quad \dots(2.68)$$

e para um período da rede é válido o seguinte:

$$i_{s1ef}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{s1ef}^2 s \, d\omega t \quad \dots(2.69)$$

$$i_{s1ef} = \frac{V_p}{L \cdot fs} \sqrt{\frac{D^3}{6}} \quad \dots(2.70)$$

Parametrizando obtém-se o ábaco mostrado na figura 2.15.

$$\overline{i_{s1ef}} = \frac{i_{s1ef} \cdot L \cdot fs}{V_p} = \sqrt{\frac{D^3}{6}} \quad \dots(2.71)$$

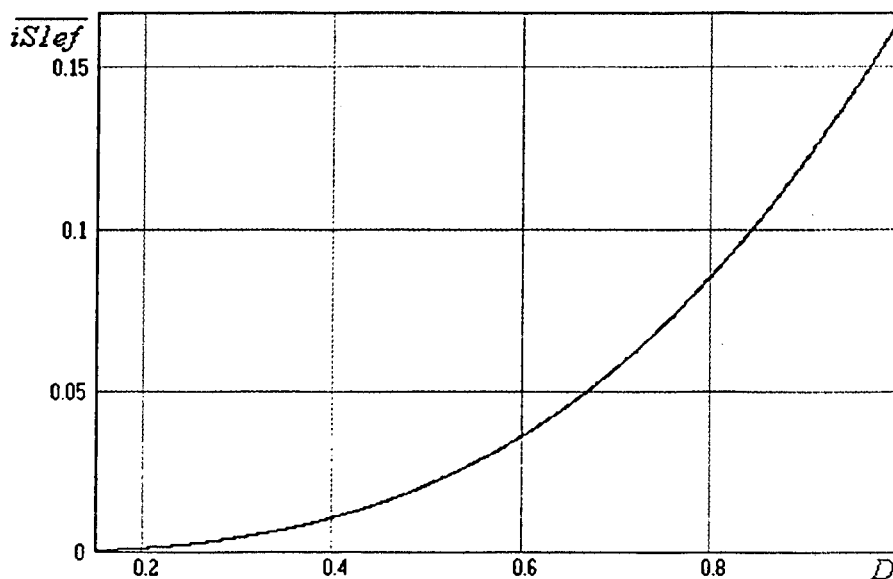


Figura 2.15 - Corrente eficaz na chave S1 parametrizada.

2.3.12 - CORRENTE MÉDIA NA INDUTÂNCIA MAGNETIZANTE.

Analisando a figura 2.4, que mostra a forma de onda da corrente magnetizante, acha-se a expressão (2.72) que, parametrizada, originou o ábaco da figura 2.17.

$$i_{Lm}md = \frac{V_p \cdot D^2}{\pi \cdot L \cdot fs} \quad \dots(2.72)$$

$$\overline{i_{Lm}md} = \frac{i_{Lm}md \cdot \pi \cdot L \cdot fs}{V_p} = D^2 \quad \dots(2.73)$$

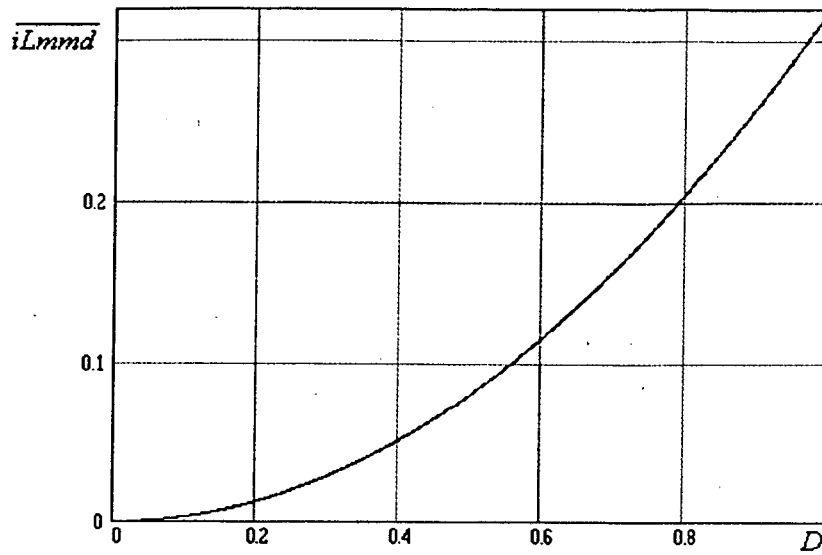


Figura 2.16 - Corrente média na indutância magnetizante parametrizada.

2.3.13- CORRENTE EFICAZ NA INDUTÂNCIA MAGNETIZANTE.

Analisando a figura 2.4, desprezando-se a corrente de circulação, por apresentar um valor muito pequeno, e aplicando a definição de valor eficaz, chega-se a expressão da corrente eficaz na indutância magnetizante, para um período da rede que, parametrizada, gerou o ábaco apresentado na figura 2.18.

$$i_{Lm}ef = \frac{V_p}{L_m \cdot fs} \sqrt{\frac{D^3}{6} + \frac{4 \cdot \alpha \cdot D^3}{9 \pi}} \quad \dots(2.74)$$

$$\overline{i_{Lm}ef} = \frac{i_{Lm}ef \cdot L_m \cdot fs}{V_p} = \sqrt{\frac{D^3}{6} + \frac{4 \cdot \alpha \cdot D^3}{9 \pi}} \quad \dots(2.75)$$

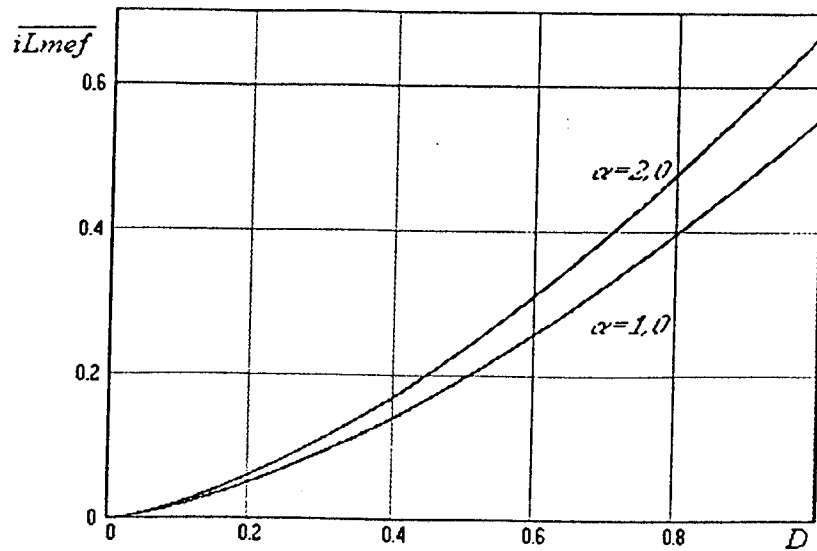


Figura 2.17 - Corrente eficaz na indutância magnetizante parametrizada.

2.3.14 - CORRENTE EFICAZ NA INDUTÂNCIA DE SAÍDA.

Novamente desprezando a corrente de circulação encontra-se a corrente eficaz na indutância de saída que, parametrizada gerou o ábaco da figura 2.19.

$$i_{Loef} = \frac{V_p}{L_o \cdot f_s} \sqrt{\frac{D^3}{6} + \frac{4 \cdot \alpha \cdot D^3}{9\pi}} \quad \dots(2.76)$$

$$\overline{i_{Loef}} = \frac{i_{Loef} \cdot L_o \cdot f_s}{V_p} = \sqrt{\frac{D^3}{6} + \frac{4 \cdot \alpha \cdot D^3}{9\pi}} \quad \dots(2.77)$$

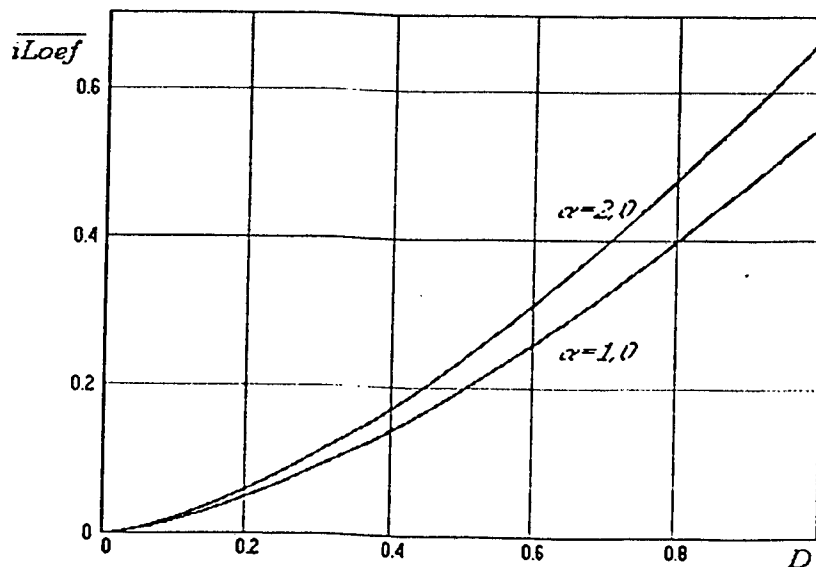


Figura 2.18 - Corrente eficaz na indutância de saída parametrizada.

2.3.15 - CORRENTE EFICAZ NO CAPACITOR DE ACOPLAMENTO.

Por inspeção na figura 2.2 conclui-se que:

$$i_{C1}ef^2 = i_{S1}ef^2 - i_{Lm}ef^2 \quad \dots(2.78)$$

Substituindo as expressões (2.70) e (2.74) em (2.78) e com alguns algebrismos adicionais chega-se a expressão (2.79) que, parametrizada, originou o ábaco da figura 2.19.

$$i_{C1}ef = \frac{Vp}{L \cdot fs} \sqrt{\frac{D^3}{6\pi} (\pi - \pi\gamma^2 - 24\alpha\gamma^2)} \quad \dots(2.79)$$

$$\overline{i_{C1}ef} = \frac{i_{C1}ef \cdot L \cdot fs}{Vp} = \sqrt{\frac{D^3}{6\pi} (\pi - \pi\gamma^2 - 24\alpha\gamma^2)} \quad \dots(2.80)$$

$$\gamma = \frac{Lo}{Lm + Lo} \quad \dots(2.81)$$

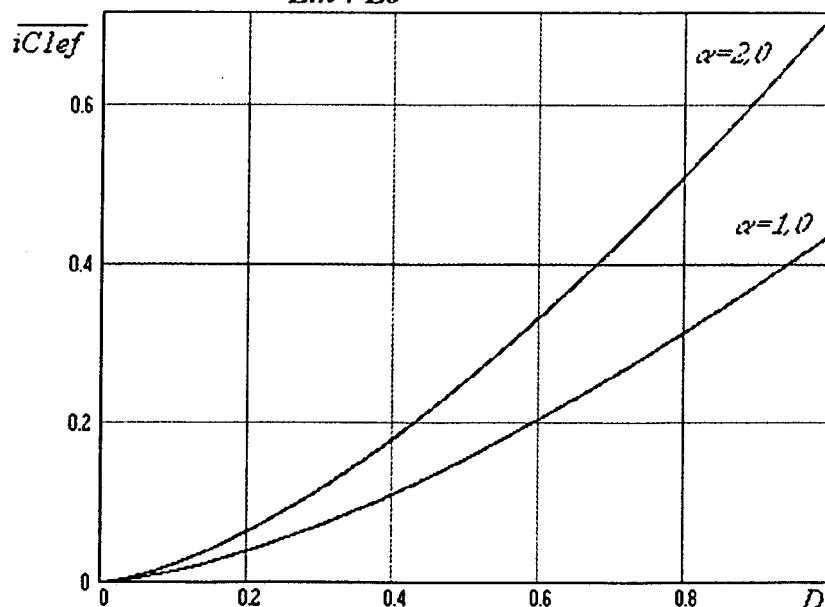


Figura 2.19 - Corrente eficaz no capacitor de acoplamento parametrizada.

2.3.16 - CORRENTE EFICAZ NO CAPACITOR DE SAÍDA.

A corrente eficaz no capacitor de saída é dada por:

$$i_{Co}ef^2 = i_{Lo}ef^2 - i_{Ro}ef^2 \quad \dots(2.82)$$

$$i_{Coef} = \frac{V_p}{L_o \cdot f_s} \sqrt{\frac{D^3}{6} + \frac{4\alpha \cdot D^3}{9\pi}} \quad \dots(2.83)$$

$$\overline{i_{Coef}} = \frac{i_{Coef} \cdot L_o \cdot f_s}{V_p} = \sqrt{\frac{D^3}{6} + \frac{4\alpha \cdot D^3}{9\pi}} \quad \dots(2.84)$$

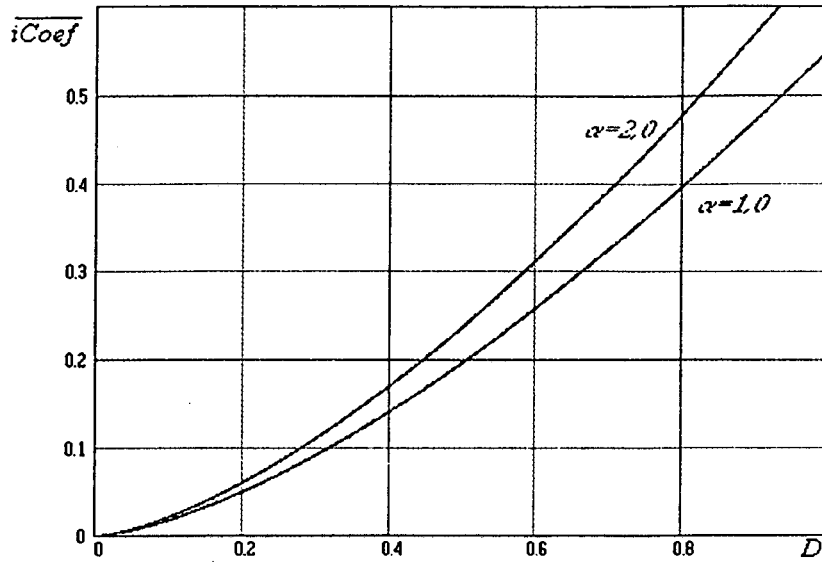


Figura 2.20 - Corrente eficaz no capacitor de saída parametrizada.

2.3.17 - CORRENTE EFICAZ NO DIODO D1.

Para um período de chaveamento a corrente eficaz no diodo D1 é dada pela seguinte expressão:

$$i_{D1ef}^2 s = \left(\frac{V_p}{L \cdot f_s} \right)^2 \frac{\alpha D^3}{3} \text{sen}^3(\omega t) \quad \dots(2.85)$$

e para um período da rede tem-se:

$$i_{D1ef} = \frac{2 \cdot V_p}{3 \cdot L \cdot f_s} \sqrt{\frac{\alpha D^3}{\pi}} \quad \dots(2.86)$$

$$\overline{i_{D1ef}} = \frac{i_{D1ef} \cdot L \cdot f_s}{V_p} = \frac{2}{3} \sqrt{\frac{\alpha D^3}{\pi}} \quad \dots(2.87)$$

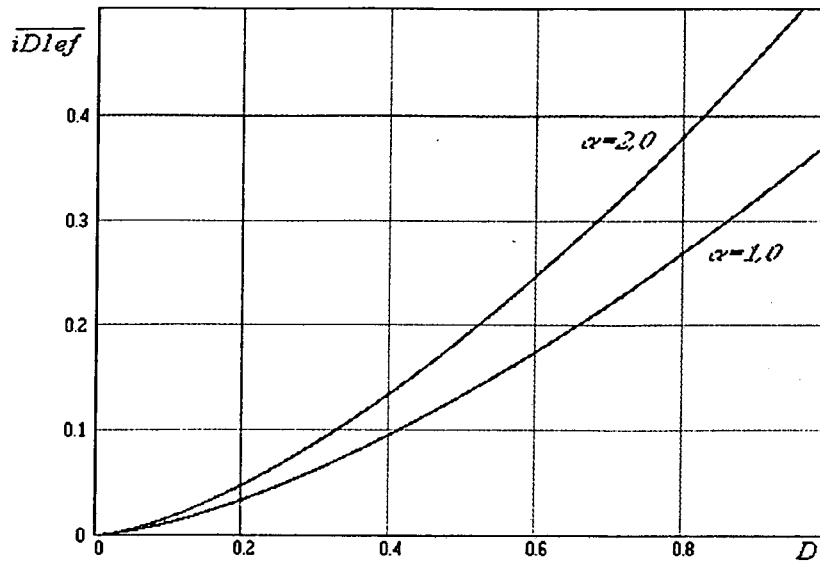


Figura 2.21 - Corrente eficaz no diodo D1 parametrizada.

2.4 - ANÁLISE DO FATOR DE POTÊNCIA.

O fator de potência de um circuito elétrico já foi definido, no capítulo 1, e é dado por:

$$FP = \frac{P_{in}}{V_{in,ef} \cdot I_{in,ef}} \cos \varphi \quad \dots(2.88)$$

A potência média de entrada do conversor é definida pela seguinte expressão:

$$P_{in} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{in} \cdot i_{in} \cdot d\omega t \quad \dots(2.89)$$

No equacionamento foi considerado que a corrente de entrada é desprovida de componentes harmônicas de alta ordem (provenientes do chaveamento), pois o conversor é dotado de um pré-filtro LC, que alisa sua forma de onda. Assim, substituindo as expressões (2.8) e (2.62), que é a corrente instantânea média de entrada, na (2.89) acha-se a potência média de entrada (fornecida pela rede).

$$P_{in} = \frac{V_p^2 \cdot D^2}{4 \cdot L \cdot f_s} \quad \dots(2.90)$$

O valor médio quadrático da expressão (2.62) é a corrente eficaz na entrada dada por:

$$I_{inef} = \frac{V_p \cdot D^2}{\sqrt{8} \cdot L \cdot f_s} \quad \dots(2.91)$$

Agora então tem-se os requisitos necessários ao cálculo do fator de potência do conversor ZETA, já que a tensão eficaz da rede é dada por:

$$V_{inef} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad \dots(2.92)$$

$$FP = \frac{V_p^2 \cdot D^2}{4 \cdot L \cdot f_s} \cdot \frac{4 \cdot L \cdot f_s}{V_p^2 \cdot D^2} \cos \varphi = 1,0 \cdot \cos \varphi \quad \dots(2.93)$$

O resultado é o que se previu no início deste capítulo, quando se analisou a corrente de entrada do conversor (item 2.3.2), o fator de potência é unitário e não tem dependência alguma com nenhuma variável do sistema, desde que a corrente e a tensão de entrada estejam em fase. Para que isto ocorra basta que se tome alguns cuidados no projeto do pré filtro, sendo assim, o conversor ZETA emula perfeitamente um resistor onde o fator de potência é igual ao ângulo de defasagem entre tensão e corrente aplicados.

A taxa de distorção harmônica, definida pela expressão (1.8), fica portanto nula.

2.5 - FILTRO DE ENTRADA.

O projeto do filtro de entrada é de fundamental importância para o conversor operar sem introduzir harmônicas de alta ordem na rede e sem produzir defasagem entre tensão e corrente de entrada.

Um procedimento de cálculo muito eficiente foi extraído da referência [13], que recomenda os seguintes cálculos.

$$R_z = \frac{V_p^2}{2P_{in}} \quad \dots(2.94)$$

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \omega_c \cdot R_z \cdot \xi} \quad \dots(2.95)$$

Para o coeficiente de amortecimento recomenda-se um valor superior a 0,7 para evitar oscilações indesejáveis.

$$0,7 \leq \xi \leq 1,0 \quad \dots(2.96)$$

A frequência de corte do filtro é definida a seguir, de onde pode-se extrair a expressão para o cálculo da indutância L_f .

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} \quad \dots(2.97)$$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad \dots(2.98)$$

$$L_f = \frac{1}{C_f \cdot \omega_c^2} \quad \dots(2.99)$$

A frequência de corte deve estar posicionada uma década abaixo da frequência de chaveamento e ser pelo menos cinquenta vezes maior que a frequência da rede para que não haja deslocamento de fase.

2.6 - ANÁLISE DO CAPACITOR DE ACOPLAMENTO.

O capacitor de acoplamento é, juntamente com o diodo D1, o ponto crítico do conversor ZETA, pois sua corrente eficaz é alta e com a tecnologia atual de capacitores, que apresentam elevada resistência série equivalente, produzem aquecimento excessivo podendo danificá-los ou reduzir sua vida útil, prejudicando o perfeito funcionamento do sistema.

Por falta de dados precisos nos catálogos fornecidos pelos fabricantes, nesta seção verificar-se-á apenas o valor (capacitância) do capacitor que depois será ajustado por experimentação avaliando-se diretamente o seu aquecimento.

A energia armazenada no capacitor C1 na segunda etapa, é a mesma que foi acumulada na indutância magnetizante na primeira, e são expressas como segue:

$$E_{C1} = E_{Lm} \quad \dots(2.100)$$

$$E_{C1} = \frac{1}{2} C_1 (V_{C1M}^2 - V_{C1m}^2) \quad \dots(2.101)$$

$$E_{Lm} = \frac{1}{2} L_m \cdot I_{Lm}^2 \quad \dots(2.102)$$

A corrente de pico em L_m é dada pela expressão (2.18), substituindo-a em (2.102), obtém-se:

$$E_{Lm} = \frac{V_p^2 \cdot D^2}{2 \cdot L_m \cdot f_s^2} \sin^2(\omega t) \quad \dots(2.103)$$

Igualando as expressões (2.103) e (2.101) chega-se a expressão (2.104) que define o valor do capacitor de acoplamento, em Faraday, necessário para armazenar a energia que depois será enviada à carga.

$$C1 = \frac{V_p^2 \cdot D^2}{L_m \cdot f_s^2 \cdot (V_{CIM}^2 - V_{CIm}^2)} \quad \dots(2.104)$$

2.7 - ESTUDO DO CAPACITOR DE SAÍDA.

O capacitor de saída é um dos maiores problemas de todas as configurações empregadas para a correção de fator de potência. Ele deve eliminar a componente de tensão com o dobro da frequência da rede, além de ter também o problema da resistência série equivalente.

No capacitor de saída não há corrente média, só corrente alternada proveniente do indutor de filtro L_o . Fazendo a análise da corrente no indutor de filtro consegue-se uma expressão que relaciona o valor da capacitância de saída com a variação de tensão em seus terminais.

$$i_{Co} = i_{Lo} - i_{Ro} \quad \dots(2.105)$$

A corrente no indutor de filtro é composta por vários triângulos modulados por uma senóide retificada, que é aproximada por seu valor médio instantâneo expresso por (2.106).

$$i_{Lo}(t) = \frac{V_p \cdot D^2}{2 \cdot L_o \cdot f_s} (1 + \alpha \cdot \sin(2\omega t)) \sin(2\omega t) \quad \dots(2.106)$$

Fazendo a análise de Fourier desta expressão e atendo-se apenas a componente de primeira ordem consegue-se:

$$a_o = \frac{V_p \cdot D^2}{2\pi \cdot L_o \cdot f_s} \left(2 + \frac{\alpha \cdot \pi}{2} \right) \quad \dots(2.107)$$

$$a_1 = \frac{V_p \cdot D^2}{\pi \cdot L_o \cdot f_s} \left(\frac{-5}{3} - \frac{\alpha \cdot \pi}{2} \right) \quad \dots(2.108)$$

Como foi dito anteriormente,

$$i_{Co}(t) = a_1 \cdot \cos(2\omega t) \quad \dots(2.109)$$

A variação de tensão nos terminais do capacitor de saída é por, definição, dada como segue:

$$\Delta v_{Co}(t) = \frac{1}{Co} \int_0^T i_{Co}(t) \cdot dt \quad \dots(2.110)$$

Resolvendo esta integração consegue-se:

$$\Delta V_{Co} = \frac{V_p \cdot D^2}{4\pi^2 \cdot Lo \cdot Co \cdot fs \cdot fr} \left(\frac{5}{3} + \frac{\alpha \cdot \pi}{2} \right) \quad \dots(2.111)$$

$$Co = \frac{V_p \cdot D^2}{4\pi^2 \cdot Lo \cdot \Delta V_{Co} \cdot fs \cdot fr} \left(\frac{5}{3} + \frac{\alpha \cdot \pi}{2} \right) \quad \dots(2.112)$$

2.8 - CORRENTE MÉDIA NOS DIODOS DA PONTE RETIFICADORA.

A corrente média em cada diodo da ponte retificadora é a metade da corrente média na chave S1.

$$i_{Dr,md} = \frac{V_p \cdot D^2}{2\pi \cdot L \cdot fs} \quad \dots(2.113)$$

2.9 - CONCLUSÕES.

As análises qualitativa e quantitativa foram realizadas e observou-se que o conversor ZETA pode operar como circuito condicionador de fator de potência, apresentando taxa de distorção harmônica nula na rede, com o auxílio de um simples filtro LC de entrada.

Com este capítulo pode-se projetar facilmente o conversor ZETA pois todas as variáveis foram equacionadas e montados ábacos para facilitar os cálculos dos parâmetros.

CAPÍTULO 3.

PROJETO E SIMULAÇÃO.

No capítulo 2 o conversor ZETA para correção de fator de potência foi completamente equacionado e agora será realizado um projeto simplificado, para comprovação da análise matemática através de simulação numérica.

3.1 - METODOLOGIA DE PROJETO

O procedimento para projeto do conversor proposto é descrito a seguir:

a)Necessita-se saber os dados de entrada e saída do conversor:

V_o - tensão de saída

V_p - tensão de pico de entrada

P_o - potência de saída

f_s - frequência de chaveamento

f_r - frequência da rede.

b)Determina-se a relação de tensões α .

c)Calcula-se a corrente e a resistência de saída para potência nominal.

d)Determina-se a razão cíclica crítica.

e)Calcula-se a indutância crítica e define-se o valor das indutâncias L_m e L_o .

f)Acha-se o valor da razão cíclica nominal.

g)Calcula-se os capacitores C_o e C_1 .

h)Calcula-se o filtro de entrada.

i)Calcula-se os esforços nos componentes do circuito para posterior dimensionamento

3.2 - DADOS PARA O PROJETO

Deseja-se que o conversor apresente as seguintes características:

$$V_{in} = 311 \cdot \sin(\omega t)$$

$$P_o = 200W$$

$$FP \cong 1,0$$

Para não se ter problemas computacionais como tempo de simulação e número de pontos armazenados na memória do computador, escolheu-se a versão não isolada do conversor para a comprovação via simulação numérica, com os seguintes dados adicionais:

$$V_o = 311V$$

$$f_s = 30kHz$$

3.3 - CÁLCULOS DOS PARÂMETROS NECESSÁRIOS À SIMULAÇÃO.

Aplicando a metodologia de projeto desenvolvida, anteriormente, consegue-se:

A relação de tensões é:

$$\alpha = \frac{311}{311} = 1,0$$

Como dados de saída consegue-se:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{200}{311} = 0,64A$$

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{300^2}{200} = 450\Omega$$

Com estes dados pode-se calcular agora a razão cíclica crítica, a indutância crítica e os capacitores C1 e Co.

$$D_c = \frac{1}{1 + \alpha} = \frac{1}{1 + 1,0} = 0,5$$

$$L_c = \frac{\alpha \cdot V_p \cdot D_c^2}{4 \cdot I_o \cdot f_s} = \frac{1,0 \cdot 311 \cdot 0,5^2}{4 \cdot 0,64 \cdot 30000} = 1,01mH$$

Tomando um valor para a indutância equivalente 25% menor que a indutância crítica obtida e fazendo-se $L_m = L_o$ consegue-se:

$$L = \frac{L_m \cdot L_o}{L_m + L_o} = 760 \mu H$$

$$L_m = L_o = 1,52 mH$$

A razão cíclica nominal de operação será:

$$D = \frac{2}{\alpha} \sqrt{\frac{L \cdot f_s}{R_o}} = \frac{2}{1,0} \sqrt{\frac{760 \cdot 10^{-6} \cdot 30000}{450}} = 0,45$$

Os capacitores C_1 e C_o resultam em:

$$C_1 = \frac{311^2 \cdot 0,45^2}{1,52 \cdot 10^{-3} \cdot 30000^2 (320^2 - 300^2)} = 1,43 \mu F$$

$$C_o = \frac{311 \cdot 0,45^2}{4\pi^2 \cdot 30000 \cdot 60 \cdot 1,52 \cdot 10^{-3} \cdot 7} \left(\frac{5}{3} + \frac{1,0 \cdot \pi}{4} \right) = 252 \mu F$$

O cálculo do filtro de entrada é feito seguindo-se o equacionamento indicado no item 2.5 e resulta em:

$$R_z = \frac{311^2}{2 \cdot 200} = 241,8 \Omega$$

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot 241,8 \cdot 2\pi \cdot 3000 \cdot 1} = 110 nF$$

$$L_f = \frac{1}{(2\pi \cdot 3000)^2 \cdot 110 \cdot 10^{-9}} = 25,59 mH$$

3.4 - CÁLCULO DOS ESFORÇOS NOS COMPONENTES.

Para o cálculo dos esforços nos componentes optou-se pelo uso das equações desenvolvidas, para se ter maior precisão na comparação com os valores a serem extraídos do programa de tratamento de curvas DSN. Os resultados foram os seguintes:

$$i_{s1p} = \frac{V_p \cdot D}{L \cdot f_s} = 6,1 A$$

$$i_{S1md} = \frac{Vp \cdot D^2}{\pi \cdot L \cdot fs} = 0,88 A$$

$$i_{S1ef} = \frac{Vp}{L \cdot fs} \sqrt{\frac{D^3}{6}} = 1,7 A$$

$$i_{D1p} = \frac{Vp \cdot D}{L \cdot fs} = 6,1 A$$

$$i_{D1md} = \frac{\alpha \cdot Vp \cdot D^2}{4 \cdot L \cdot fs} = 0,7 A$$

$$i_{D1ef} = \frac{2 \cdot Vp}{3 \cdot L \cdot fs} \sqrt{\frac{\alpha \cdot D^3}{\pi}} = 1,6 A$$

$$i_{Lmmd} = \frac{Vp \cdot D^2}{\pi \cdot L \cdot fs} = 0,9 A$$

$$i_{Lmef} = \frac{Vp}{Lm \cdot fs} \sqrt{\frac{D^3}{6} + \frac{4 \cdot \alpha \cdot D^3}{9 \cdot \pi}} = 1,14 A$$

$$i_{Loef} = \frac{Vp}{Lo \cdot fs} \sqrt{\frac{D^3}{6} + \frac{4 \cdot \alpha \cdot D^3}{9 \cdot \pi}} = 1,14 A$$

$$i_{C1ef} = \frac{Vp}{L \cdot fs} \sqrt{\left| \frac{D^3}{6 \cdot \pi} (\pi - \pi \cdot \gamma^2 - 24 \cdot \alpha \cdot \gamma^2) \right|} = 1,8 A$$

$$i_{Coef} = \frac{Vp}{Lo \cdot fs} \sqrt{\frac{D^3}{6} + \frac{4 \cdot \alpha \cdot D^3}{9 \cdot \pi} - \frac{\alpha^2 \cdot D^4}{16 \cdot \gamma^2}} = 0,91 A$$

$$V_{S1max} = V_{Pmax} + V_{Omax} = 311 + 318 = 629V$$

$$V_{D1max} = V_{Pmax} + V_{Omax} = 311 + 318 = 629V$$

$$V_{Drmax} = V_{Pmax} = 311V$$

3.5 - SIMULAÇÃO.

A simulação numérica é um passo muito importante no desenvolvimento de um produto na eletrônica de potência. Ela é uma ferramenta que auxilia na detecção de problemas

não avaliados na análise teórica ou serve para validá-los. Pode-se afirmar que se um circuito não gera resultados satisfatórios quando avaliado por simulação, dificilmente funcionará na prática e se seus resultados forem compatíveis por simulação, certamente apresentará os resultados esperados na prática.

Com os parâmetros necessários definidos partiu-se então para a simulação do conversor, cuja topologia está mostrada na figura 3.1, utilizando o programa SCVOLT.

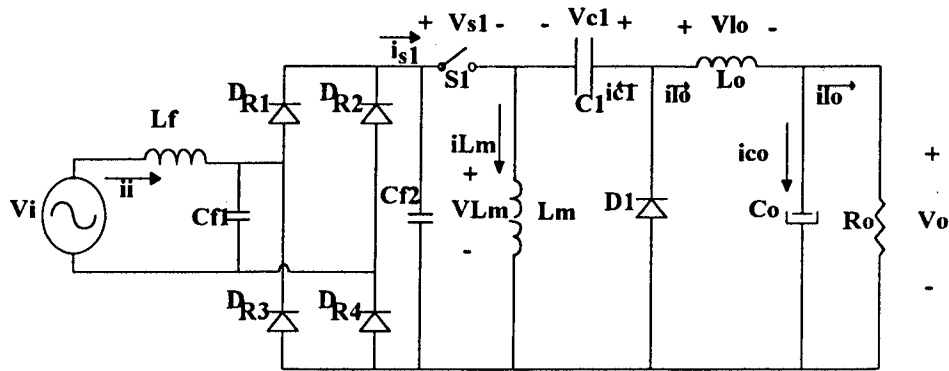


Figura 3.1 - Topologia simulada.

Os resultados da simulação realizada estão mostrados nas figuras 3.2, 3.3, 3.4, 3.5, 3.6, 3.7, 3.8, 3.9 e 3.10, enfocando-se a variação das grandezas para um período da rede, com carga nominal.

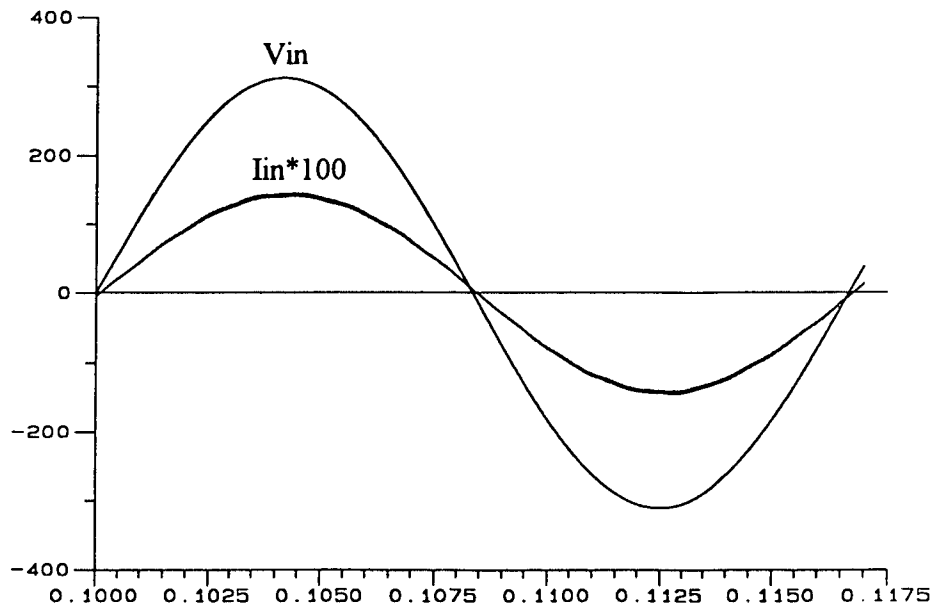


Figura 3.2 - Tensão e corrente de entrada.

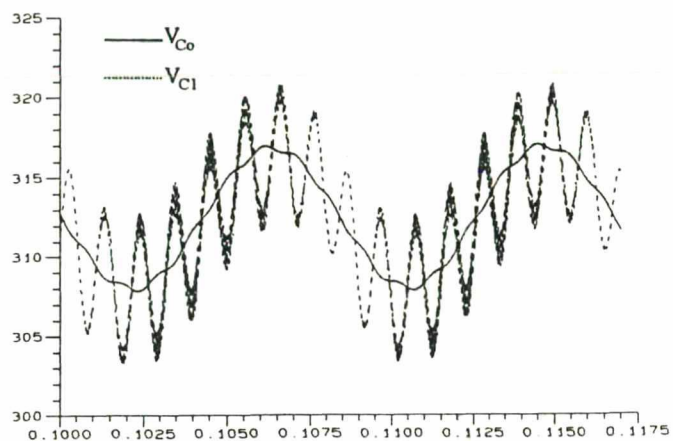


Figura 3.3 - Tensão nos capacitores $C1$ e Co .

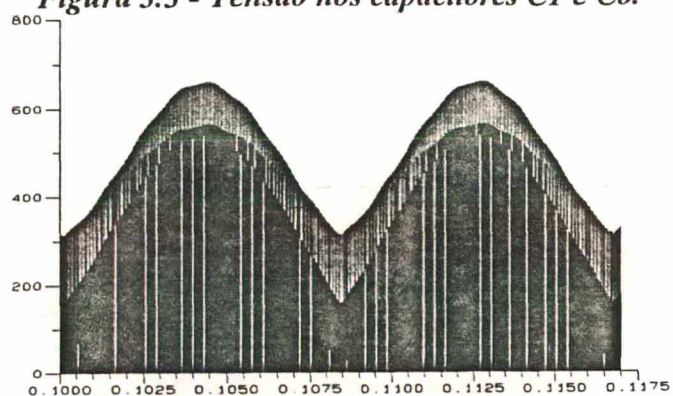


Figura 3.4 - Tensão na chave $S1$.

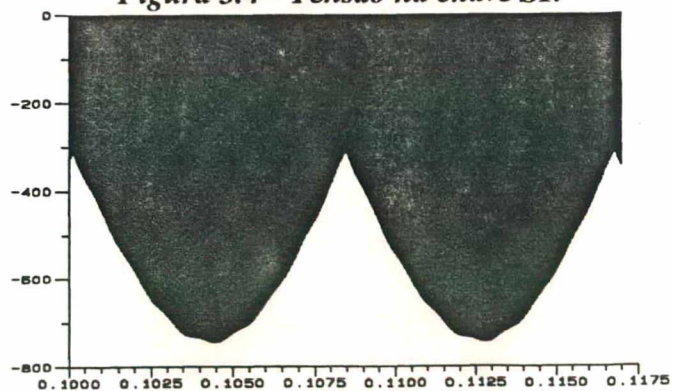


Figura 3.5 - Tensão no diodo $D1$.

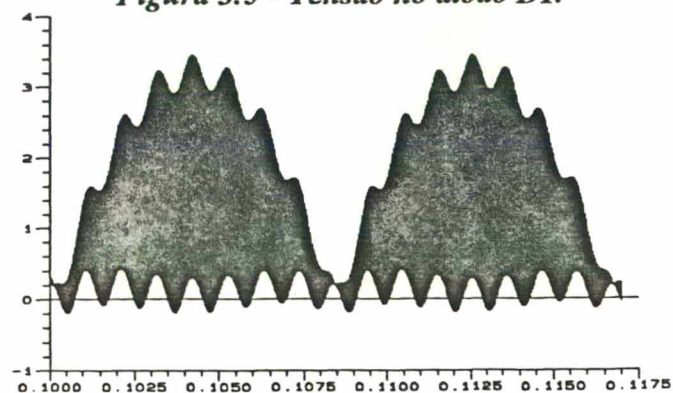


Figura 3.6 - Corrente na indutância magnetizante.

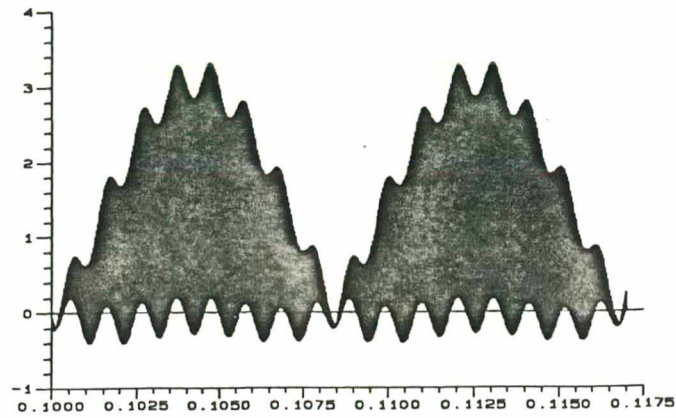


Figura 3.7 - Corrente na indutância de saída.

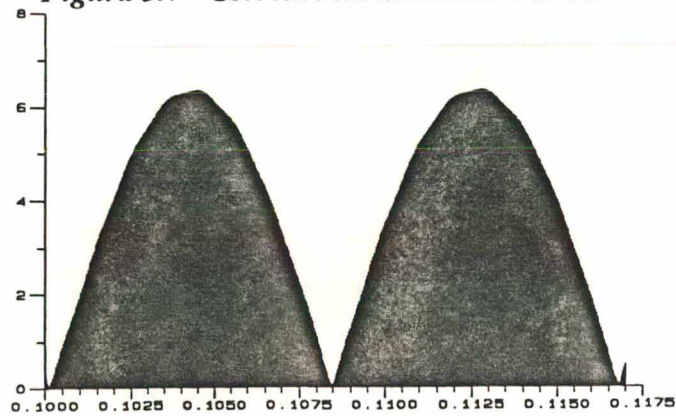


Figura 3.8 - Corrente na chave S1.

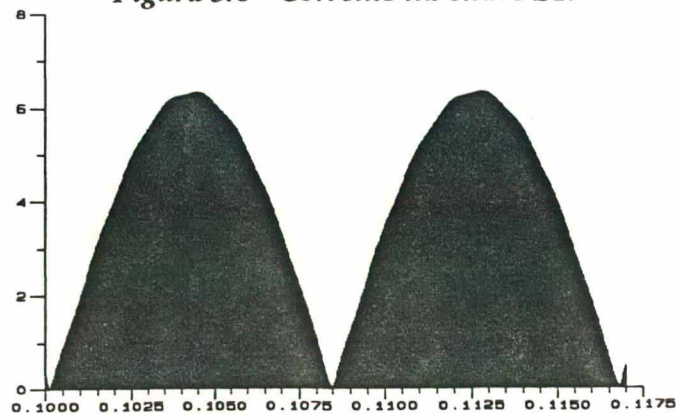


Figura 3.9 - Corrente no diodo D1.

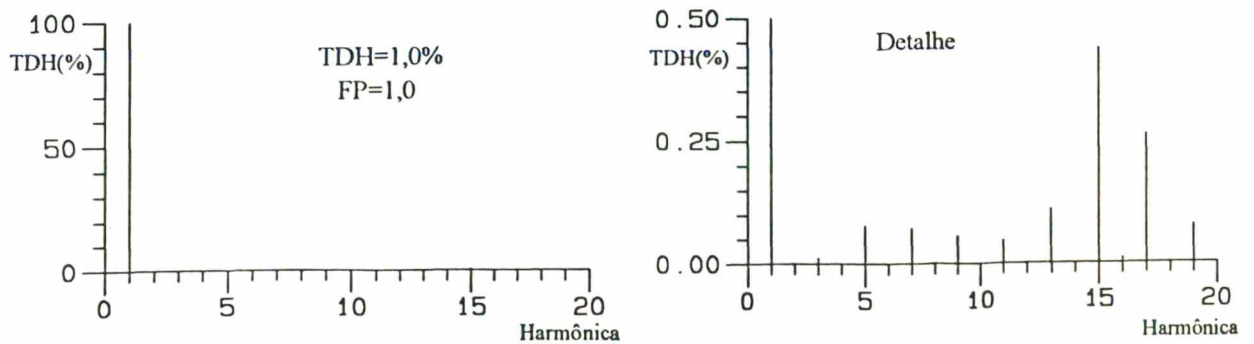


Figura 3.10 - Análise harmônica da corrente de entrada.

Para um período de chaveamento mostra-se os detalhes das principais grandezas nas figuras 3.11 e 3.12.

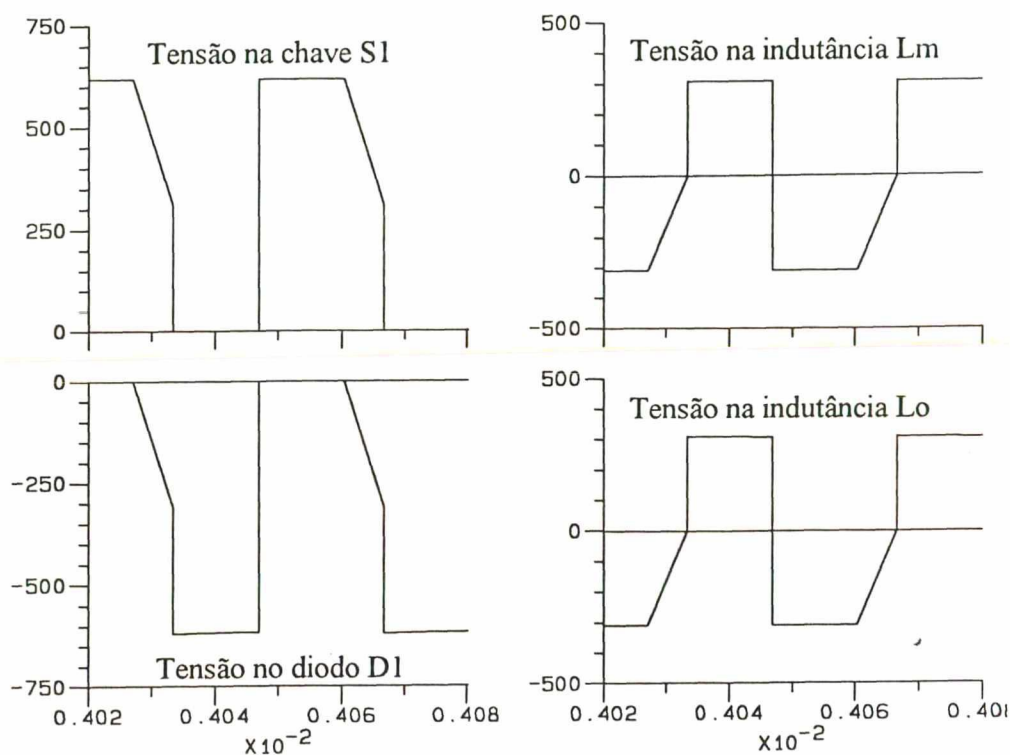


Figura 3.11 - Principais tensões para um período de chaveamento.

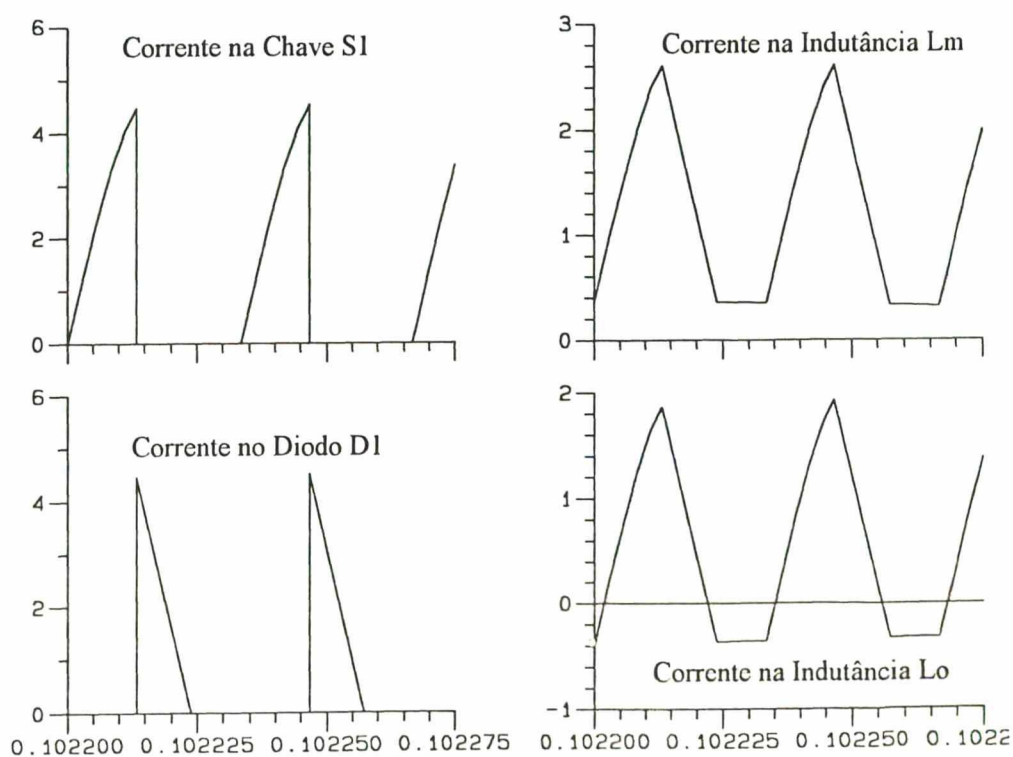


Figura 3.12 - Principais correntes para um período de chaveamento.

O detalhe mais importante para um período de chaveamento é a superposição das correntes na chave S1 e no diodo D1, que é a caracterização da descontinuidade de corrente. Isto está representado na figura 3.13.

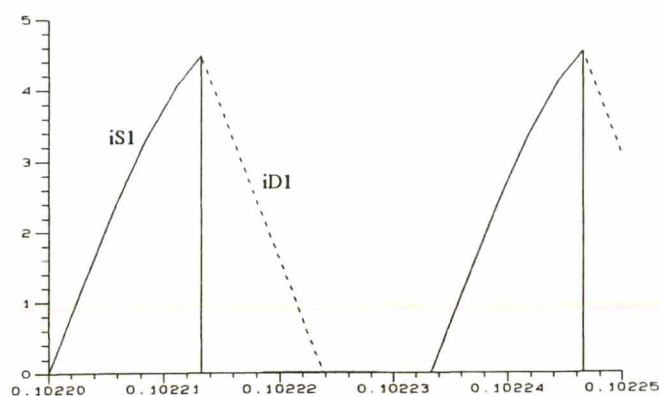


Figura 3.13 - Correntes na chave S1 e diodo D1 para um período de chaveamento.

Os esforços nos parâmetros, obtidos por simulação e calculados com o programa DSN, são dados a seguir:

$$i_{S1p} = 6,5 A$$

$$i_{S1md} = 0,85 A$$

$$i_{S1ef} = 1,7 A$$

$$i_{D1p} = 6,5 A$$

$$i_{D1md} = 0,73 A$$

$$i_{D1ef} = 1,7 A$$

$$i_{Lmmd} = 0,95 A$$

$$i_{Lmef} = 1,25 A$$

$$i_{Loef} = 1,3 A$$

$$i_{C1ef} = 1,2 A$$

$$i_{C0ef} = 1,0 A$$

$$V_{S1max} = 670V \text{ (com filtro de entrada).}$$

$$V_{S1max} = 621V \text{ (sem filtro de entrada).}$$

$$V_{D1max} = -752V \text{ (com filtro de entrada).}$$

$$V_{D1max} = -621V \text{ (sem filtro de entrada).}$$

$$V_{Drmax} = -670V \text{ (com filtro de entrada).}$$

$$V_{Drmax} = -621V \text{ (sem filtro de entrada).}$$

Para 10% de carga os resultados de simulação forneceram as curvas apresentadas nas figuras 3.14, 3.15, 3.16 ,3.17 e 3.18. Na figura 3.14 percebe-se um pequeno deslocamento entre as ondas de tensão e corrente, que produzem um FP levemente capacitivo, isto ocorre devido ao filtro de entrada ser constituído por elementos passivos. Ao se variar a carga ocorrerá, por isso, uma pequena variação nesse deslocamento, o que é desprezível.

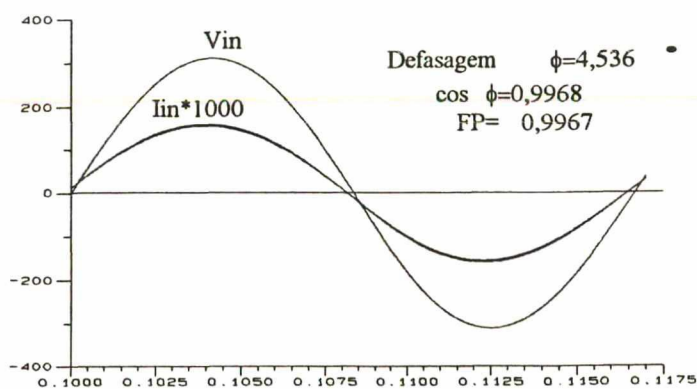


Figura 3.14 - Tensão e corrente de entrada.

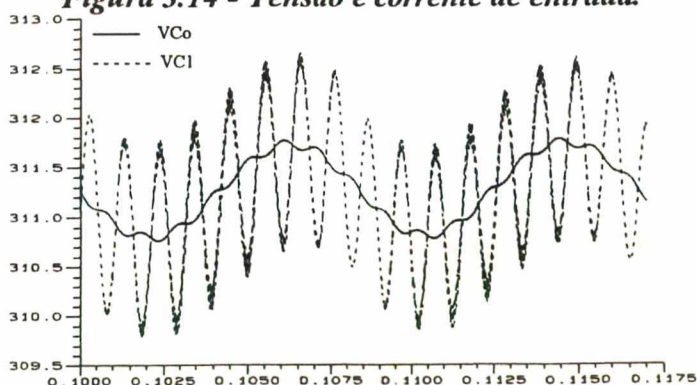


Figura 3.15 - Tensões nos capacitores C1 e Co.

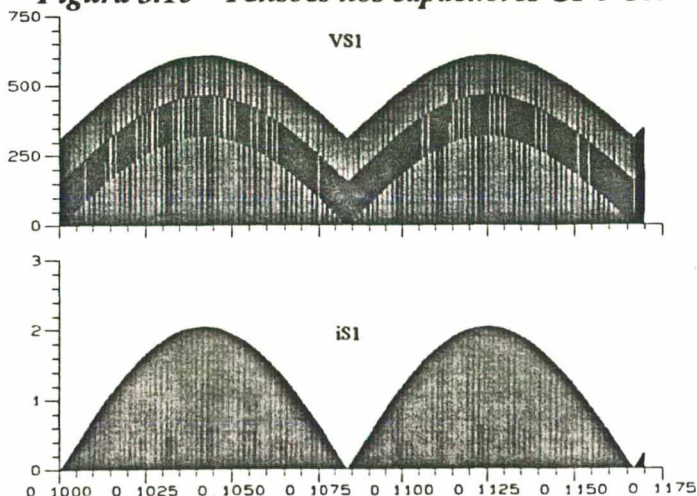


Figura 3.16 - Tensão e corrente em S1.

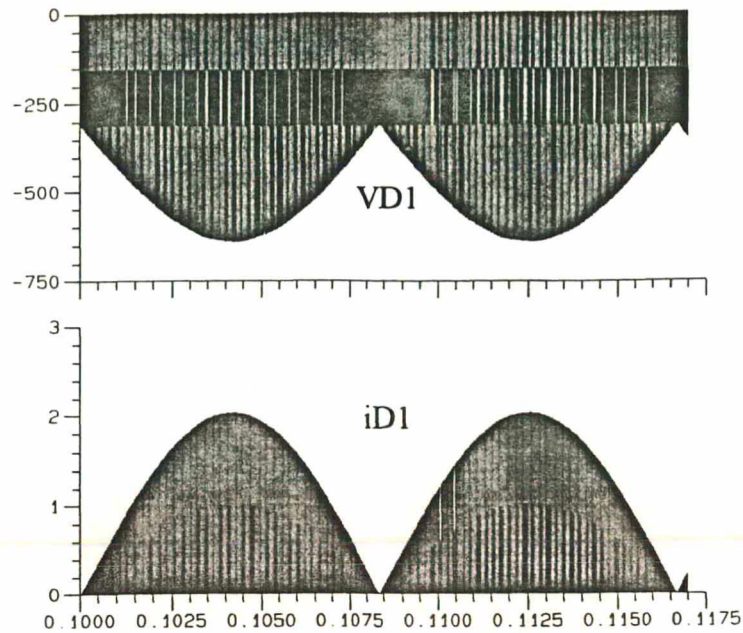


Figura 3.17 - Tensão e corrente no diodo D1.

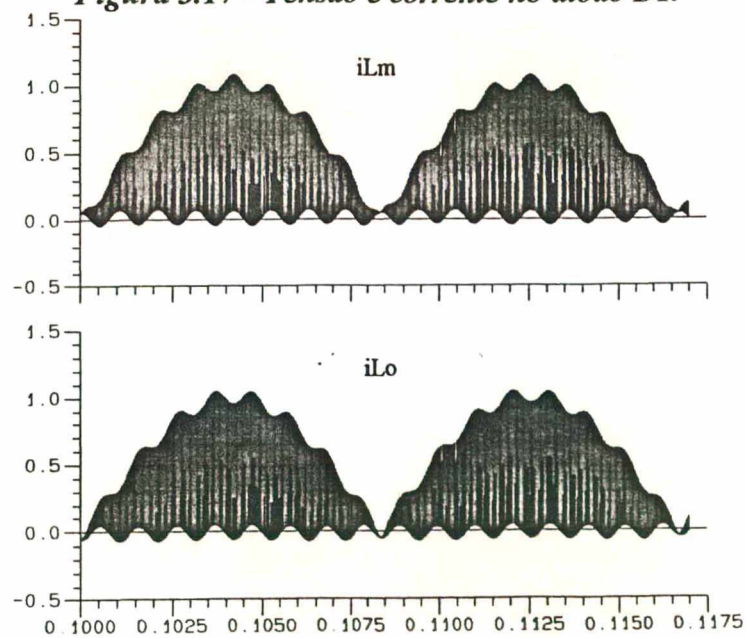


Figura 3.18 - Correntes nas indutâncias magnetizante e de saída.

3.6 - SIMULAÇÃO PARA CORRENTE CONTÍNUA EM L_o .

A descontinuidade de corrente no conversor ZETA, bem como no SEPIC e no C'UK, é melhor caracterizada superpondo-se as correntes da chave controlada S1 e do diodo D1 (figuras 2.4 e 3.13), já que nos indutores L_m e L_o a descontinuidade ocorre sob patamar não nulo (figuras 2.4 e 3.12). O patamar não nulo de descontinuidade depende dos valores dos

parâmetros do circuito, podendo-se escolhe-los de forma a se conseguir uma condução contínua em algum dos indutores (L_o ou L_m). Para o estudo aqui realizado o interesse é na condução contínua do indutor de saída, visando aplicações em que se necessita alimentação com corrente de alta qualidade (forma de onda lisa), como no caso de alimentação de banco de baterias.

Mesmo tendo-se condução contínua no indutor de saída as correntes na chave S1 e no diodo D1 não se alteram e permanecem descontínuas.

A simulação realizada teve os seguintes valores de indutâncias: $L_m=595\mu\text{H}$ e $L_o=13566\mu\text{H}$. Os resultados para esta simulação são mostrados nas figuras 3.19 e 3.20.

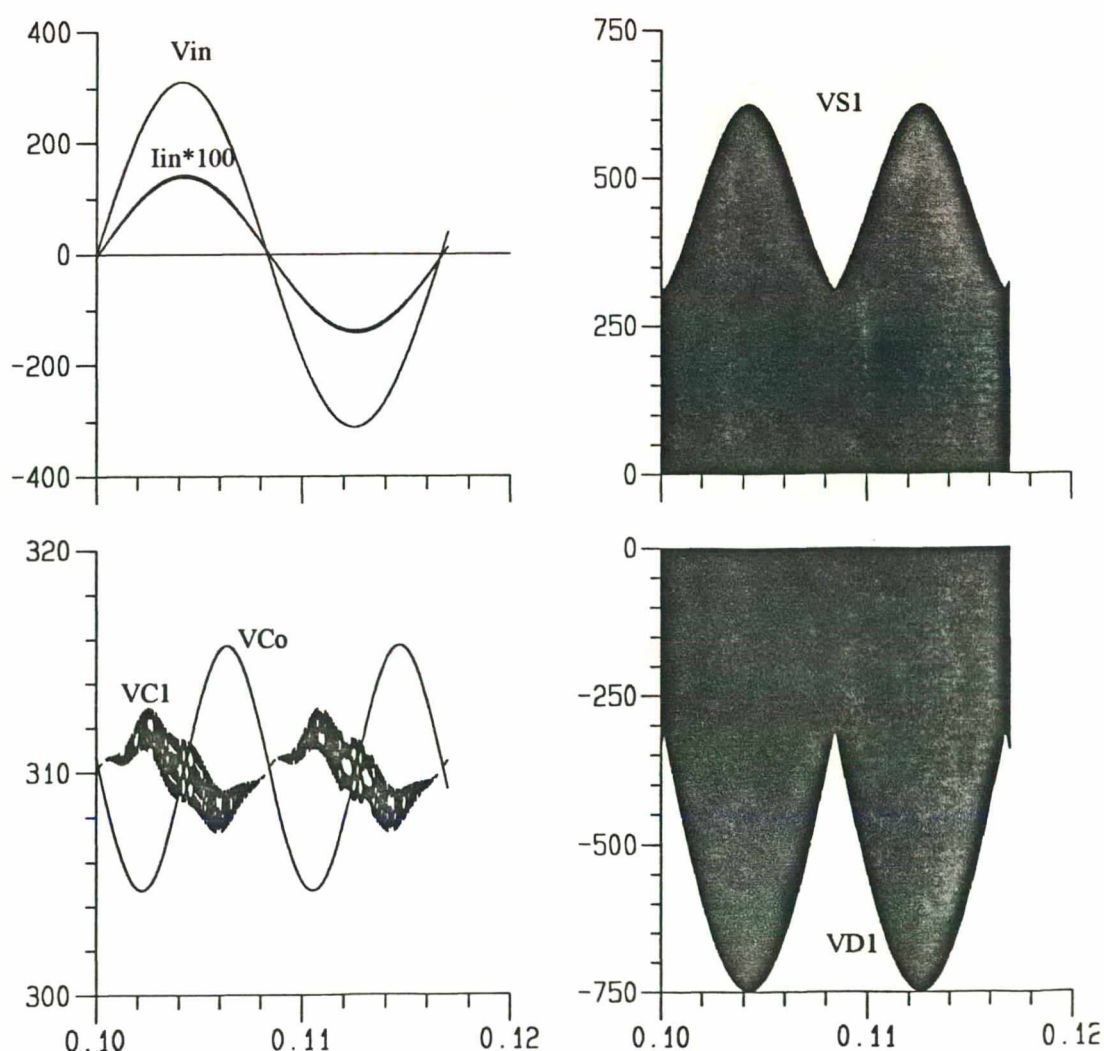


Figura 3.19 - Principais tensões e corrente de entrada para condução contínua em L_o .

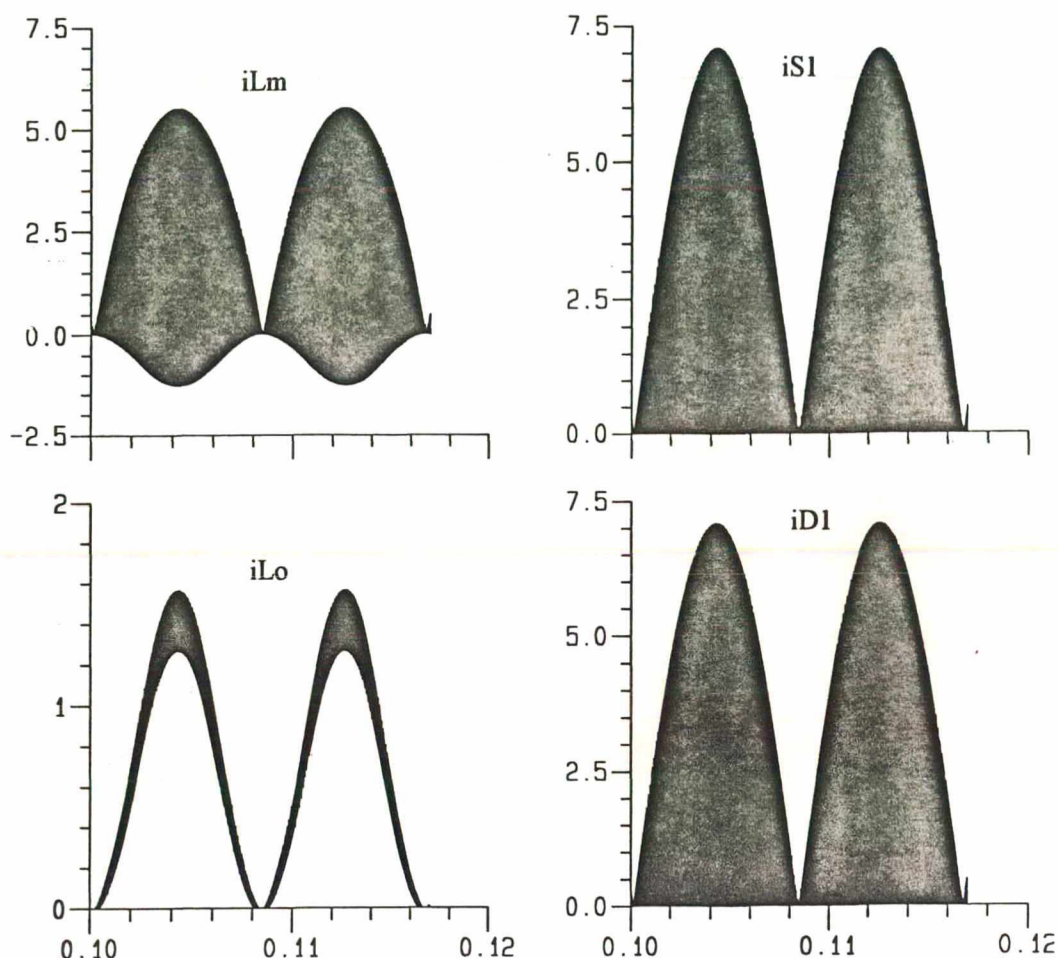


Figura 3.20 - Principais correntes para condução contínua em L_o .

3.7 - CONCLUSÕES.

Como conclusões pode-se dizer que os resultados de simulação comprovam a análise teórica desenvolvida no capítulo 2, validando o estudo e a metodologia utilizada.

Na figura 3.2 verifica-se que a corrente e a tensão de entrada estão em fase e são senoidais. Percebe-se também que a corrente é desprovida de componentes harmônicas de baixa ordem, o que é comprovado com a análise harmônica feita na figura 3.10, garantindo ao conversor um fator de potência unitário.

Percebe-se, da figura 3.3, que as tensões nos capacitores $C1$ e C_o são iguais, em média, com uma variação maior em $vC1$, devido a sua capacitância ser bem menor. Percebe-se a variação de 120Hz nessas tensões, cujo valor ficou próximo do projetado.

As tensões e correntes nos semicondutores são exatamente como previstas, não apresentando nenhuma surpresa.

As correntes em L_m e L_o têm forma muito interessante, mas comprovam o efeito da corrente de circulação comentado no capítulo 2.

Os detalhes das formas de ondas apresentadas para um período de chaveamento comprovam as teóricas do capítulo 2, com uma pequena diferença nas formas de ondas das tensões em S_1 , D_1 , L_m e L_o , que ocorrem devido a diferença de tensões entre C_1 e C_o , onde para a análise teórica foram consideradas constantes e iguais. Esses detalhes foram obtidos no pico da senóide de entrada e a figura mais importante é a que apresenta a superposição das correntes em S_1 e D_1 (figura 3.12), comprovando a descontinuidade de corrente no conversor.

Sobre os esforços nos componentes pode-se dizer que não apresentaram diferenças significativas entre os cálculos feitos e os resultados obtidos com a utilização do programa DSN, o que novamente comprova a análise desenvolvida.

A simulação realizada para obtenção de condução contínua no indutor de saída comprova que é possível obtê-la com a simples variação dos valores dos parâmetros, não alterando a transferência de potência nem a descontinuidade de corrente nas chaves.

Pode-se acrescentar ainda que o uso do conversor ZETA é apropriado e aconselhado para aplicações em que se necessita de alto fator de potência com alta fidelidade na corrente de entrada.

CAPÍTULO 4.

EXPERIMENTAÇÃO.

4.1 - INTRODUÇÃO.

O projeto realizado no capítulo anterior foi avaliado por simulação numérica onde a frequência de chaveamento foi reduzida para facilitar o uso dos programas disponíveis no laboratório de microcomputadores do LAMEP.

Neste capítulo far-se-á um novo projeto com especificações diferentes para que se possa experimentar um protótipo de laboratório com o intuito de avaliar a análise teórica desenvolvida, que já apresentou bons resultados por simulação.

4.2 - ESPECIFICAÇÕES.

Deseja-se que o conversor seja isolado, apresente baixa variação na tensão de saída e não introduza alto conteúdo harmônico na rede de alimentação. Os principais dados para o projeto são apresentados a seguir.

$$V_{in} = (311 \pm 10\%) \cdot \text{sen}(\omega t)$$

$$P_o = 200W$$

$$V_o = (72 \pm 1\%)V$$

$$f_s = 100kHz$$

4.3 - PROJETO DA FONTE CHAVEADA.

Seguindo a metodologia apresentada no capítulo anterior e considerando as especificações abaixo, consegue-se os resultados apresentados a seguir para a fonte chaveada com alto fator de potência utilizando o conversor ZETA em condução descontínua de corrente.

a) A tensão da rede varia 10% em torno de seu valor nominal, e a tensão de saída 1%:

$$V_{p_{max}} = 342V$$

$$V_{p_{nom}} = 311V$$

$$V_{p_{min}} = 280V$$

$$V_{o_{max}} = 72,72V$$

$$V_{o_{nom}} = 72V$$

$$V_{o_{min}} = 71,28V$$

A tensão de saída refletida para o primário é igual a:

$$V_{o'} = 280V$$

E a relação de transformação do transformador fica então:

$$a = \frac{V_{o'}}{V_o} = 3,89$$

b) As relações de tensões ficam:

$$\alpha_{max} = \frac{V_{p_{max}}}{V_{o'}} = 1,22$$

$$\alpha_{nom} = \frac{V_{p_{nom}}}{V_{o'}} = 1,11$$

$$\alpha_{min} = \frac{V_{p_{min}}}{V_{o'}} = 1,0$$

c) A corrente e a resistência de saída serão:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = 2,8A$$

$$I_{o'} = \frac{P_o}{V_{o'}} = 0,72A$$

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = 25,92\Omega$$

$$R_o' = \frac{V_o'^2}{P_o} = 392\Omega$$

d) A razão cíclica crítica será:

$$D_c = \frac{1}{1 + \alpha_{max}} = 0,45$$

e) A indutância equivalente crítica será:

$$L_c = \frac{\alpha_{min} \cdot V_{p_{min}} \cdot D_c^2}{4 I_o' \cdot f_s} = 196,88\mu H$$

Tomando como valor de indutância equivalente um valor 25% abaixo do crítico e fazendo com que $L_m = L_o'$ consegue-se:

$$L_m = L_o' = 290\mu H$$

$$L_o = \frac{L_o'}{a^2} = 19,17\mu H$$

f) A razão cíclica nominal ficará:

$$D_{nom} = 0,347$$

g) Capacitores:

$$C_o' = \frac{D_{nom}^2 \cdot V_{p_{nom}} \left(\frac{5}{3} + \frac{\alpha_{nom} \cdot \pi}{4} \right)}{4 \pi^2 \cdot L_o' \cdot \Delta V_{C_o'} \cdot f_s \cdot f_r} = 247\mu F$$

$$\Delta V_{C_o'} = 5,6V$$

$$C_o = C_o' \cdot a^2 = 3800\mu F$$

$$C_I' = \frac{D_{nom}^2 \cdot V_{p_{nom}}^2}{L_m (V_{C1_{max}}'^2 - V_{C1_{min}}'^2) f_s^2} = 460nF$$

$$V_{C1_{max}}' = 288V$$

$$V_{C1_{min}}' = 272V$$

$$C_I = C_I' \cdot a^2 = 7\mu F$$

h) Cálculo dos parâmetros do filtro de entrada:

$$R_z = \frac{V_{p_{max}}^2}{2 \cdot P_o} = 292,41 \Omega$$

$$C_f = \frac{1}{2\pi \cdot 2 \cdot R_z \cdot f_c \cdot \xi} = 27 \text{ nF}$$

$$L_f = \frac{1}{(2\pi \cdot f_c)^2 C_f} = 9,3 \text{ mH}$$

i) Cálculo dos esforços nos elementos do circuito:

$$i_{S1p} = \frac{V_p \cdot D}{L \cdot f_s} = 8,2 \text{ A}$$

$$i_{S1md} = \frac{V_p \cdot D^2}{\pi \cdot L \cdot f_s} = 1 \text{ A}$$

$$i_{S1ef} = \frac{V_p}{L \cdot f_s} \sqrt{\frac{D^3}{6}} = 2 \text{ A}$$

$$i_{D1p} = \frac{V_p \cdot D}{L \cdot f_s} \cdot a = 32 \text{ A}$$

$$i_{D1md} = \frac{\alpha \cdot V_p \cdot D^2}{4 \cdot L \cdot f_s} \cdot a = 2,8 \text{ A}$$

$$i_{D1ef} = \frac{2 \cdot V_p}{3 \cdot L \cdot f_s} \sqrt{\frac{\alpha \cdot D^3}{\pi}} \cdot a = 6,8 \text{ A}$$

$$i_{Lmmd} = \frac{V_p \cdot D^2}{\pi \cdot L \cdot f_s} = 0,82 \text{ A}$$

$$i_{Lmef} = \frac{V_p}{L_m \cdot f_s} \sqrt{\frac{D^3}{6} + \frac{4 \cdot \alpha \cdot D^3}{9 \cdot \pi}} = 1,25 \text{ A}$$

$$i_{Loef} = \frac{V_p}{L_o' \cdot f_s} \sqrt{\frac{D^3}{6} + \frac{4 \cdot \alpha \cdot D^3}{9 \cdot \pi}} \cdot a = 4,9 \text{ A}$$

$$i_{C1ef} = \frac{V_p}{L \cdot f_s} \sqrt{\left| \frac{D^3}{6 \cdot \pi} (\pi - \pi \cdot \gamma^2 - 24 \cdot \alpha \cdot \gamma^2) \right|} \cdot a = 8,2 \text{ A}$$

$$i_{Coef} = \frac{V_p}{L_o' \cdot f_s} \sqrt{\frac{D^3}{6} + \frac{4 \cdot \alpha \cdot D^3}{9 \cdot \pi} - \frac{\alpha^2 \cdot D^4}{16 \cdot \gamma^2}} \cdot a = 4,0 A$$

$$V_{SI_{max}} = V_{p_{max}} + V_{o_{max}} \cdot a = 342 + 72,72 \cdot 3,89 = 625V$$

$$V_{DI_{max}} = \frac{V_{p_{max}}}{a} + V_{o_{max}} = \frac{342}{3,89} + 72,72 = 161V$$

$$V_{Dr_{max}} = V_{p_{max}} = 342V$$

4.4 - ESPECIFICAÇÃO DOS ELEMENTOS DO CIRCUITO:

Neste item far-se-ão cálculos para a especificação dos elementos magnéticos, dos capacitores e dos semicondutores a utilizar no protótipo.

4.4.1 - INDUTOR DE SAÍDA.

O produto $Ae \cdot Aw$ do indutor de saída é dado por:

$$Ae \cdot Aw = \frac{V_{p_{max}}}{a} \frac{Dc \cdot iLo_{ef} \cdot 10^4}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot Kw \cdot fs} = \frac{88 \cdot 0,45 \cdot 8 \cdot 10^4}{0,25 \cdot 350 \cdot 0,7 \cdot 100 \cdot 10^3} = 0,52 cm^4$$

O núcleo de ferrite que satisfaz esta especificação é o E-30/14 que tem $Ae \cdot Aw = 1,02 cm^4$.

Os outros parâmetros do núcleo são:

$$Ae = 1,2 cm^2 \quad Aw = 0,85 cm^2 \quad le = 6,7 cm \quad lt = 6,7 cm \quad Ve = 8,0 cm^3.$$

O número de espiras do indutor Lo será:

$$N = \frac{V_{p_{max}}}{a} \frac{Dc \cdot 10^4}{B_{max} \cdot Ae \cdot fs} = \frac{88 \cdot 0,45 \cdot 10^4}{0,25 \cdot 1,2 \cdot 100 \cdot 10^3} = 14 \text{ espiras}$$

Cálculo do entreferro:

$$lg = \frac{N^2 \cdot \mu_o \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{Lo} = \frac{14^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,81 \cdot 10^{-2}}{19,17 \cdot 10^{-6}} = 2,33 mm$$

A bitola do condutor será:

$$S = \frac{iLo_{ef}}{J_{max}} = \frac{4,9}{350} = 0,014 cm^2$$

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{fs}} = \frac{7,5}{\sqrt{100 \cdot 10^3}} = 0,0237 \text{ cm}$$

$$d_{\max} = 2 \cdot \delta = 0,04743 \text{ cm}$$

○ fio 24AWG tem:

$$d = 0,051 \text{ cm e } Sf = 0,002047 \text{ cm}^2$$

O número de fios a utilizar será então:

$$nf = \frac{S}{Sf} = \frac{0,014}{0,002047} = 7 \text{ fios de } 0,002047 \text{ cm}^2 (24 \text{ AWG})$$

- Cálculo térmico do indutor de saída:

$$Pc = (Pc / \text{cm}^3) \cdot Ve = 0,286 \cdot 8 = 2,3 \text{ W}$$

$$Pw = (\rho / S) \cdot N \cdot lt \cdot iLo_{ef} = 0,0001125 \cdot 14 \cdot 6,7 \cdot 8^2 = 0,687 \text{ W}$$

$$Pt = Pc + Pw = 2,3 + 0,687 = 2,99 \text{ W}$$

$$Rt = 23(Ae \cdot Aw)^{-0,37} = 22,8^\circ \text{ C} / \text{ W}$$

$$\Delta T = Pt \cdot Rt = 2,99 \cdot 22,8 = 68,2^\circ \text{ C} / \text{ W}$$

Esta variação de temperatura não é permissível, escolhe-se portanto, um novo núcleo imediatamente acima do anterior. Tem-se o E-42/15, com as seguintes características:

$$AeAw = 2,84 \text{ cm}^4 \quad Ae = 1,81 \text{ cm}^2 \quad Aw = 1,57 \text{ cm}^2 \quad le = 9,7 \text{ cm} \quad lt = 8,7 \text{ cm} \quad Ve = 17,11 \text{ cm}^3$$

Assim, a variação de temperatura se torna aceitável, como se vê abaixo.

$$Pc = (Pc / \text{cm}^3) \cdot Ve = 0,093 \cdot 17,10 = 1,59 \text{ W}$$

$$Rt = 23(Ae \cdot Aw)^{-0,37} = 15,63^\circ \text{ C} / \text{ W}$$

$$Pt = Pc + Pw = 1,59 + 0,687 = 2,277 \text{ W}$$

$$\Delta T = Pt \cdot Rt = 2,277 \cdot 15,63 = 35,59^\circ \text{ C} / \text{ W}$$

Agora pode-se então especificar o elemento.

Transformador com núcleo E-42/15, N=14 espiras, 7 fios de 0,002047cm (24AWG).

4.4.2 - CÁLCULO DO TRANSFORMADOR.

O produto $Ae \cdot Aw$ do transformador é definido e resulta em:

$$Ae \cdot Aw = \frac{Vp_{max} \cdot Dc \cdot iLm_{ef} \cdot 10^4}{\eta \cdot \Delta B \cdot J_{max} \cdot Kp \cdot Kw \cdot fs} = \frac{342 \cdot 0,45 \cdot 2,91 \cdot 10^4}{0,75 \cdot 0,25 \cdot 350 \cdot 0,5 \cdot 0,4 \cdot 100 \cdot 10^3} = 3,43 \text{ cm}^4$$

O núcleo que satisfaz esta condição é o E-42/20, que apresenta:

$$AeAw = 3,77 \text{ cm}^4 \quad Ae = 2,40 \text{ cm}^2 \quad Aw = 1,57 \text{ cm}^2 \quad le = 9,7 \text{ cm} \quad lt = 10,5 \text{ cm} \quad Ve = 23,3 \text{ cm}^3$$

Este núcleo, porém, não satisfaz quanto à questão térmica; cujos cálculos não serão apresentados para que não fique repetitivo. O núcleo que satisfaz as condições térmicas é o E-55, para a condição de $\Delta B_{max} = 0,10 \text{ T}$ e suas características são as seguintes:

$$AeAw = 8,85 \text{ cm}^4 \quad Ae = 3,54 \text{ cm}^2 \quad Aw = 2,50 \text{ cm}^2 \quad le = 1,2 \text{ cm} \quad lt = 11,6 \text{ cm} \quad Ve = 42,50 \text{ cm}^3$$

O número de espiras será:

$$Np = \frac{Vp_{max} \cdot Dc \cdot 10^4}{\Delta B_{max} \cdot Ae \cdot fs} = \frac{342 \cdot 0,45 \cdot 10^4}{0,10 \cdot 3,54 \cdot 100 \cdot 10^3} = 44 \text{ espiras}$$

$$Ns = \frac{Np}{a} = \frac{44}{3,89} = 12 \text{ espiras}$$

O entreferro será:

$$lg = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{Lm} = \frac{44^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 3,54 \cdot 10^{-2}}{290 \cdot 10^{-6}} = 3 \text{ mm}$$

A bitola do condutor será:

$$Sp = \frac{iLm_{ef}}{J_{max}} = \frac{1,25}{350} = 0,00357 \text{ cm}^2$$

$$Ss = \frac{iLm_{ef}}{J_{max} \cdot a} = \frac{1,25 \cdot 3,89}{350} = 0,0139 \text{ cm}^2$$

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{fs}} = \frac{7,5}{\sqrt{100 \cdot 10^3}} = 0,0237 \text{ cm}$$

$$d_{max} = 2 \cdot \delta = 0,04743 \text{ cm}$$

O fio 24AWG tem área de seção transversal igual a $0,002047 \text{ cm}^2$, o número de fios por enrolamento será então:

$$nfp = \frac{Sp}{Sf} = \frac{0,00357}{0,002047} = 2 \text{ fios de } 0,002047 \text{ cm}^2 (24 \text{ AWG})$$

$$nfs = \frac{Ss}{Sf} = \frac{0,0139}{0,002047} = 7 \text{ fios de } 0,002047 \text{ cm}^2 (24 \text{ AWG})$$

Com estes parâmetros calculados fez-se um cálculo térmico que resultou numa elevação de temperatura $\Delta T = 35^\circ \text{C}$, o que se considerou aceitável. O transformador fica com as seguintes especificações:

E-55/21, 44 espiras com 4 fios de $0,002047 \text{ cm}^2$ (24AWG) e
12 espiras com 10 fios de $0,002047 \text{ cm}^2$ (24AWG).

4.4.3 - CÁLCULO DO INDUTOR DO FILTRO DE ENTRADA.

O produto $Ae \cdot Aw$ do indutor do filtro de entrada é dado por:

$$Ae \cdot Aw = \frac{Lf \cdot Iin_p \cdot Iin_{ef} \cdot 10^4}{Kw \cdot \Delta B_{max} \cdot J_{max}} = \frac{9,3 \cdot 10^{-3} \cdot 1,43 \cdot 1,01 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 450} = 1,42 \text{ cm}^4$$

O núcleo que satisfaz a condição acima é o E-42/15, que tem as seguintes dimensões:

$$AeAw = 2,84 \text{ cm}^4 \quad Ae = 1,81 \text{ cm}^2 \quad Aw = 1,57 \text{ cm}^2 \quad le = 9,7 \text{ cm} \quad lt = 8,7 \text{ cm} \quad Ve = 17,10 \text{ cm}^3$$

O número de espiras e o entreferro do indutor serão:

$$N = \frac{Lf \cdot Iin_p \cdot 10^4}{\Delta B_{max} \cdot Ae} = \frac{9,3 \cdot 10^{-3} \cdot 1,43 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 3,54} = 245 \text{ espiras}$$

$$S = \frac{Iin_{ef}}{J_{max}} = \frac{1,01}{450} = 0,002244 \text{ cm}^2$$

Fio de $0,002582 \text{ cm}^2$ (23AWG).

$$lg = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{Lf} = \frac{245^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,81 \cdot 10^{-2}}{9,3 \cdot 10^{-3}} = 1,5 \text{ mm}$$

Fazendo o cálculo térmico encontra-se uma elevação de temperatura de 28°C , o que é aceitável, e o indutor terá as especificações abaixo.

E-42/15, 248 espiras de fio $0,002582 \text{ cm}^2$ (23AWG).

4.4.4 - DIODO DE SAÍDA D1.

Analisando os esforços no diodo D1 e sabendo que ele deve ser ultra rápido escolhe-se o componente MUR1520 que tem as seguintes características nominais:

$$V_{DR} = 200V$$

$$I_{Dmd} = 15 A$$

$$I_{DRM} = 30 A$$

$$trr = 35 ns$$

4.4.5 - CHAVE S1.

Analisando os esforços na chave S1, sabendo que ela deverá suportar uma sobretensão causada pela interrupção da corrente no transformador e que será grampeada em 700V, escolhe-se o componente APT8075BN que tem as seguintes características nominais:

$$V_{DS} = 800V$$

$$I_{Dmd} = 13 A$$

$$I_{Dpr} = 52 A$$

$$V_{DS} = 800V$$

4.4.6 - DIODOS DA PONTE RETIFICADORA.

Analisando os esforços nos diodos da ponte retificadora escolhe-se o componente SKB-7/08 da Semikron que tem as seguintes características nominais:

$$V_{RRM} = 800V$$

$$V_{RMS} = 250V$$

$$I_{md} = 10 A$$

$$I_{FSM} = 150 A$$

4.4.7 - O CIRCUITO GRAMPEADOR.

Ao abrir a chave S1 (bloqueio) aparece uma sobretensão entre os seus terminais dreno-source, proveniente da interrupção de corrente no transformador, que pode ser destrutiva caso não seja controlada. A idéia, para se evitar tal problema, é fornecer um caminho alternativo para a corrente que circula pela indutância de dispersão do transformador, transferindo a sua energia acumulada para um circuito auxiliar, denominado grampeador.

O circuito grampeador utilizado pode ser visto na figura 4.1; possui três componentes: um diodo ultra rápido, um capacitor e um resistor.

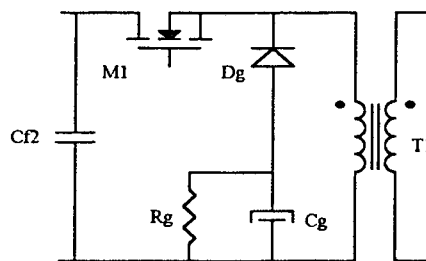


Figura 4.1 - O circuito grampeador.

A tensão do capacitor C_g deve ser maior que a tensão de saída refletida, para que não haja retorno de energia da saída para o circuito grampeador. A tensão V_{Cg} escolhida é de 400V. A indutância de dispersão do transformador, medida experimentalmente, é de $7,1\mu H$ a 100kHz. A potência dissipada pelo resistor R_g pode ser definida por:

$$P_g = \frac{1}{2} L_d \cdot i_{S1pmed}^2 \cdot f_s = \frac{1}{2} L_d \cdot \left(\frac{2 \cdot i_{S1p}}{\pi} \right)^2 \cdot f_s = 9,7W$$

Os parâmetros do grampeador são então obtidos por:

$$R_g = \frac{V_g^2}{P_g} = \frac{400^2}{9,7} = 16k\Omega$$

$$R_g \cdot C_g = \frac{2}{f_r} = \frac{2}{60} = 33,34ms$$

$$C_g = 2,02\mu F$$

Na experimentação foram feitos ajustes nos parâmetros do grampeador, devidos aos elementos parasitas, que resultaram em: $R_g = 6k\Omega$, $C_g = 37\mu F$ e $D_g = MR1100$

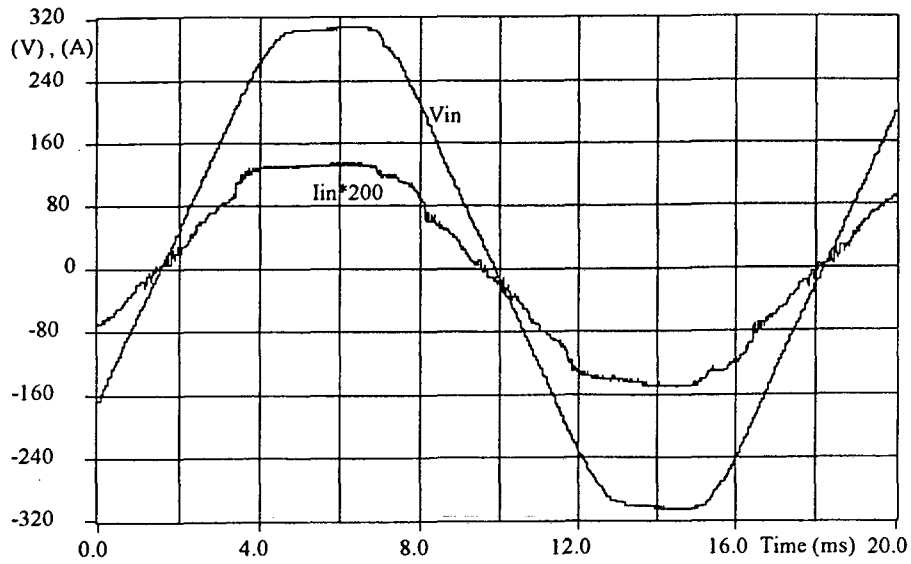


Figura 4.4 - Tensão e corrente de entrada.

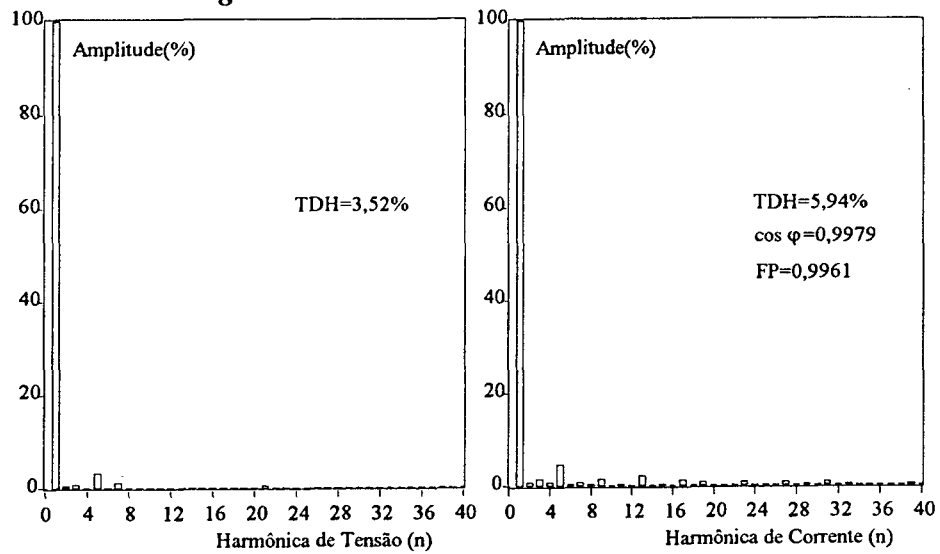


Figura 4.5 - Análise harmônica da tensão e corrente de entrada.

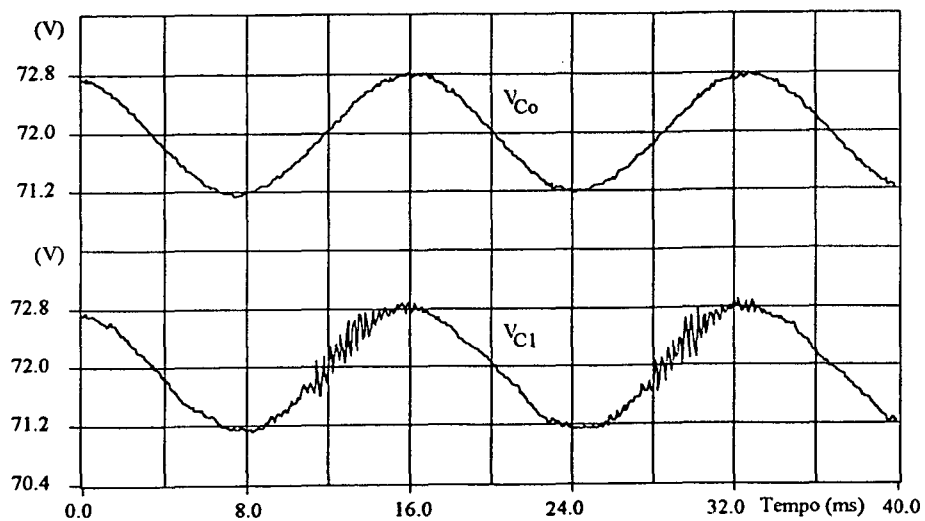


Figura 4.6 - Tensões nos capacitores Co e C1.

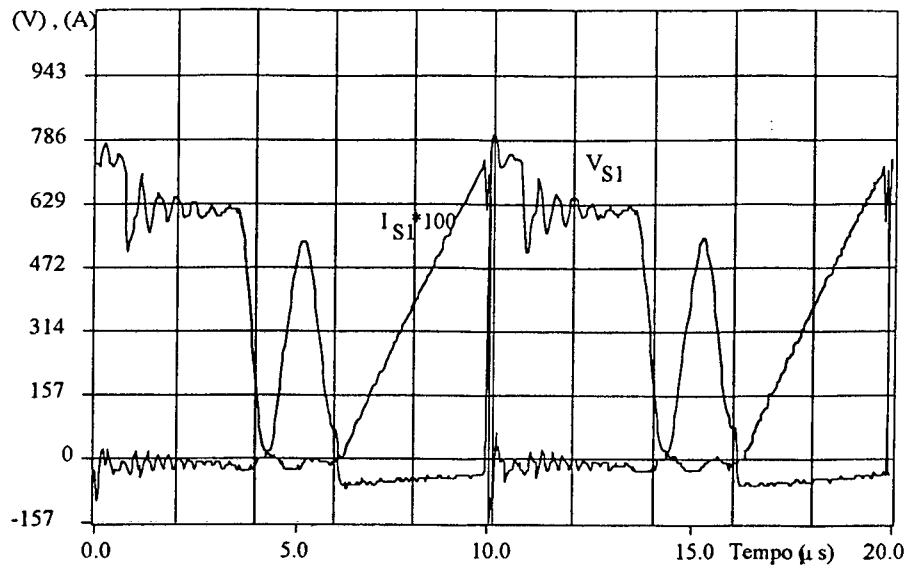


Figura 4.7 - Detalhe da comutação na chave $S1$.

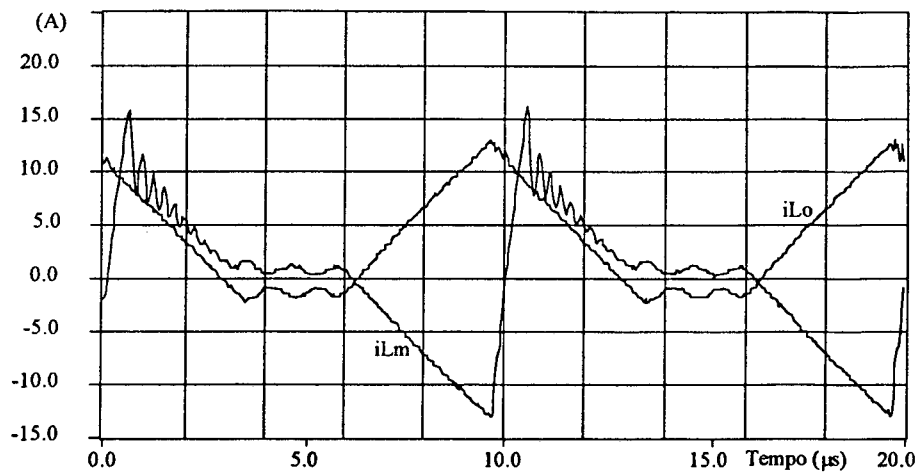


Figura 4.8 - Correntes nos indutores Lm e Lo .

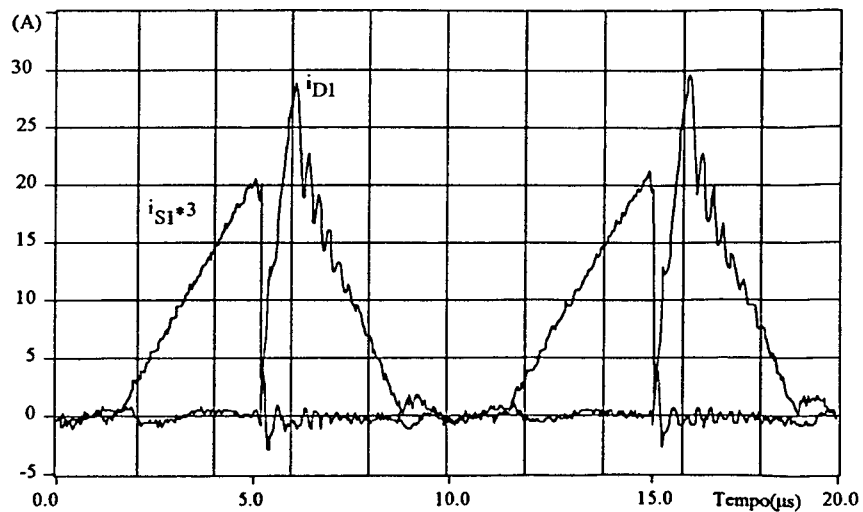


Figura 4.9 - Correntes na chave $S1$ e no diodo $D1$.

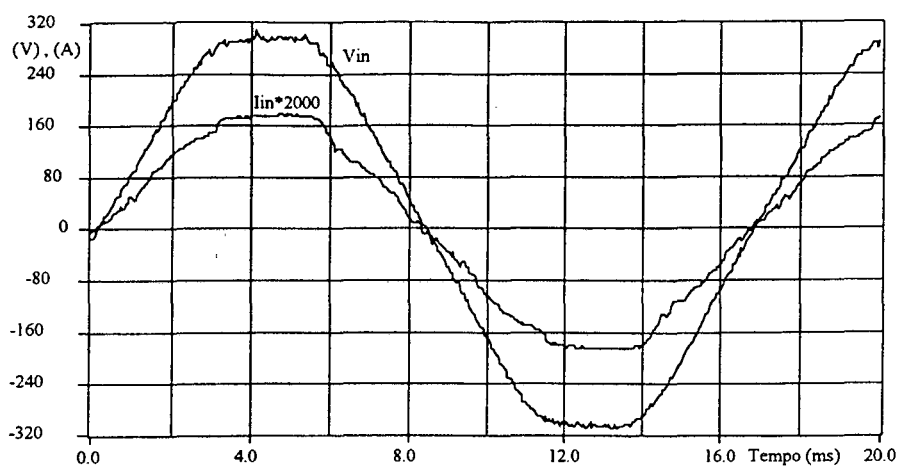


Figura 4.10 - Tensão e corrente na entrada para 14W de carga.

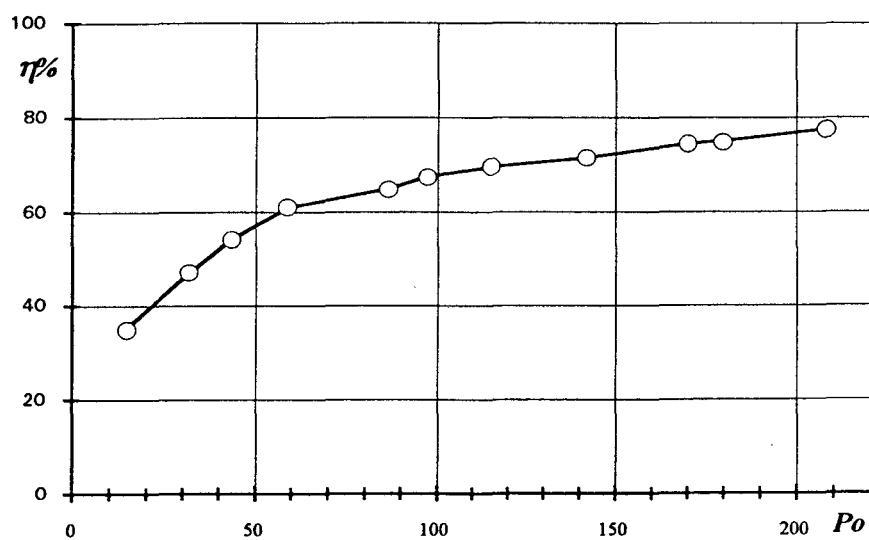


Figura 4.11 - Curva do rendimento.

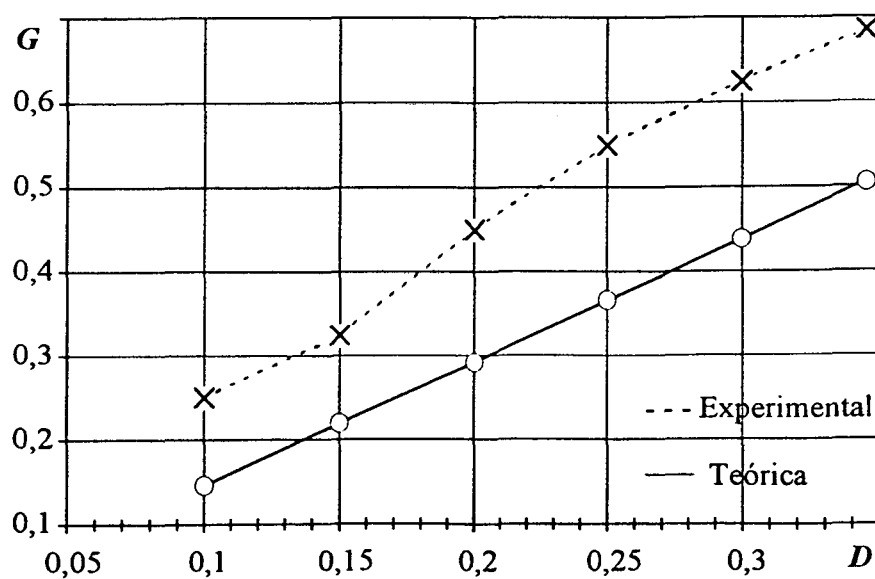


Figura 4.12 - Comparação das características de saída teórica e experimental.

4.6 - CONCLUSÕES.

Avaliando os resultados experimentais percebe-se que comprovam a análise teórica desenvolvida e que repetem os resultados de simulação.

Quanto a taxa de distorção harmônica apresentada pela corrente da rede pode-se dizer que em parte (3,52%) se deve a distorção da tensão, já que operando em condução descontínua a corrente segue naturalmente a tensão. A outra parte (2,42%) é creditada a uma regeneração de energia para a rede via diodo intrínseco do MOSFET. É uma quantidade muito pequena que não chega a preocupar, já que a distorção harmônica produzida pode ser desprezada. A origem dessa corrente de regeneração é em função da polarização direta do diodo intrínseco do MOSFET, na terceira etapa de operação.

Com respeito ao baixo rendimento pode-se dizer que o fato ocorreu devido a não otimização do "lay-out" proposto, já que a preocupação maior do trabalho não estava voltada à obtenção de um produto de industrialização imediata, e sim à comprovação da análise desenvolvida nos capítulos 2 e 3. Tomando os devidos cuidados na elaboração do "lay-out" e utilizando algum grampeador regenerativo deve-se obter rendimento por volta dos 90%. Caso se utilize a estrutura na versão não isolada deve-se, também conseguir rendimento alto.

As diferenças entre as curvas obtidas para as características de saída teórica e experimental são atribuídas novamente a problemas de "lay-out", pois se tinha grandes comprimentos de fio operando-se com o conversor a 100kHz, o que gera elementos parasitas que começam a perturbar o sistema.

Percebe-se que o conversor ZETA é apropriado para aplicações em que se deseja alto fator de potência, isolamento e regulação da tensão de saída com um único estágio de processamento de energia e utilizando uma única chave controlada.

CAPÍTULO 5.

ANÁLISE DO CONVERSOR FLYBACK

Durante o desenvolvimento deste trabalho foi proposta a utilização do conversor FLYBACK, em condução descontínua, com as mesmas finalidades do conversor ZETA, por isso, foi destinado um capítulo desta dissertação à sua análise, para posterior comparação entre ambos.

Far-se-á, aqui, uma análise simplificada do conversor FLYBACK com o propósito de se fazer simulações para verificar seu comportamento para a correção do fator de potência.

5.1 - EQUACIONAMENTO.

O conversor FLYBACK é apresentado na figura 5.1, na sua configuração CA-CC. Para a análise quantitativa considerar-se-á a sua versão não isolada (conversor Buck-Boost), que está mostrado na figura 5.2.

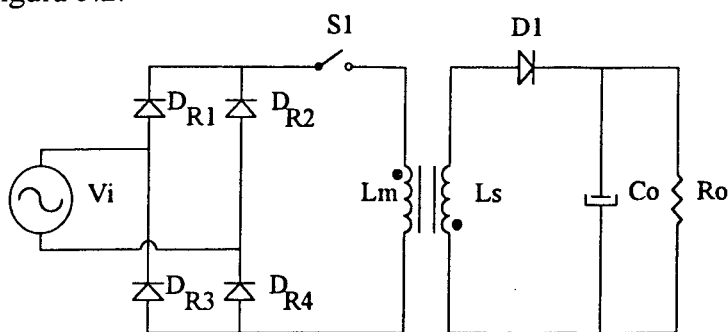


Figura 5.1 - Conversor FLYBACK.

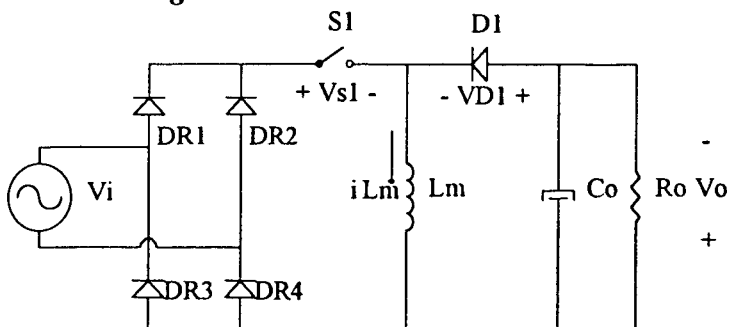


Figura 5.2 - Conversor Buck-Boost.

As etapas de operação do conversor Buck-Boost são descritas a seguir:

1ª Etapa (t_0, t_1) (figura 5.3a) - A chave S1 está conduzindo, a corrente em L_m cresce linearmente, armazenando energia em seu campo magnético. O diodo D1 está bloqueado e C_o se descarrega sobre a carga R_o .

$$i_{Lm}(t) = \frac{V_p \cdot t}{L_m} \text{sen}(\omega t) \quad \dots(5.1)$$

$$i_{S1}(t) = i_{Lm}(t) = i_{in}(t) \quad \dots(5.2)$$

2ª Etapa (t_1, t_2) (figura 5.3b) - Quando a chave S1 é aberta o diodo D1 entra em condução fazendo com que L_m se desmagnetize sobre o capacitor C_o . Quando a corrente i_{Lm} se anula D1 se bloqueia dando início à terceira etapa de operação.

$$i_{Lm}(t) = i_{LmP}(t) - \frac{V_o \cdot t}{L_m} \quad \dots(5.3)$$

$$i_{Lm}(t) = \frac{V_p \cdot D}{L_m \cdot f_s} \text{sen}(\omega t) - \frac{V_o \cdot t}{L_m} \quad \dots(5.4)$$

$$i_{D1}(t) = i_{Lm}(t) \quad \dots(5.5)$$

$$i_{S1}(t) = i_{in}(t) = 0 \quad \dots(5.6)$$

3ª Etapa (t_2, t_3) (figura 5.3c) - Após o bloqueio de D1 há uma descarga de C_o , sobre a carga R_o , até que a chave S1 seja novamente habilitada a conduzir, iniciando-se um novo período de operação do conversor.

$$i_{Lm}(t) = 0 \quad \dots(5.7)$$

$$i_{S1}(t) = i_{in}(t) = 0 \quad \dots(5.8)$$

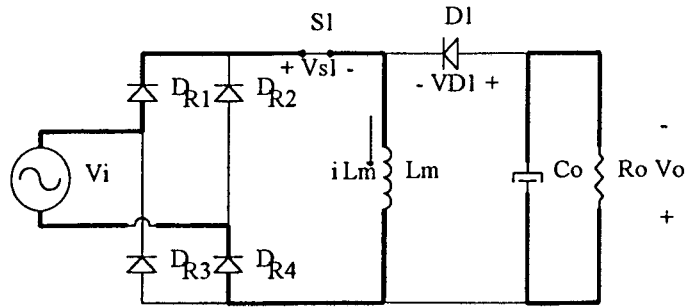
As ilustrações das etapas de funcionamento são mostradas na figura 5.3.

O comportamento do conversor FLYBACK para um período da rede será semelhante ao do ZETA, o que será comprovado nas simulações.

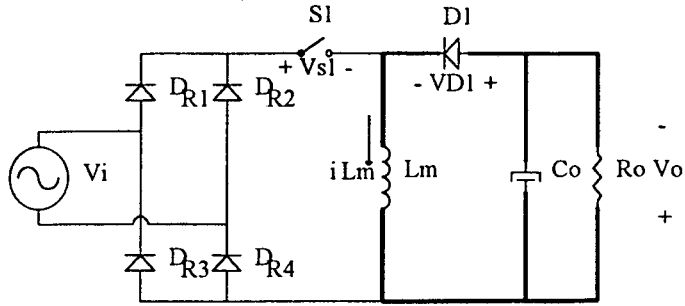
A análise da corrente de entrada para um período de chaveamento da rede resulta em:

$$i_{in} = \frac{V_p \cdot D}{L_m \cdot f_s} \text{sen}(\omega t) \quad \dots(5.9)$$

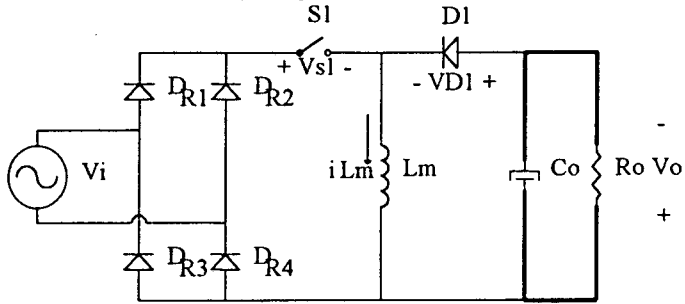
Este é exatamente o mesmo resultado, em termos qualitativos, obtido para o conversor ZETA.



a) Primeira Etapa.



b) Segunda Etapa.



c) Terceira Etapa.

Figura 5.3 - Etapas de Funcionamento

Seguindo a mesma metodologia aplicada ao conversor ZETA chega-se a:

$$Dc = \frac{1}{1 + \alpha} \quad \dots(5.10)$$

$$i_{D1md} = \frac{\alpha \cdot Vp \cdot D^2}{4 \cdot Lm \cdot fs} \quad \dots(5.11)$$

$$G = \frac{D}{2} \sqrt{\frac{Ro}{Lm \cdot fs}} \quad \dots(5.12)$$

$$Lmc = \frac{\alpha \cdot Vp \cdot Dc^2}{4 \cdot Io \cdot fs} \quad \dots(5.13)$$

Com as expressões acima percebe-se que o conversor FLYBACK possui exatamente as mesmas características de projeto do ZETA, pode-se utilizar, inclusive, os mesmos ábacos para

os projetos de S1, D1, Co e Lm, lembrando apenas que a equivalência de indutâncias se dá entre Lm para o FLYBACK e L para o ZETA.

5.2 - PROJETO PARA SIMULAÇÃO.

Neste projeto deseja-se que o conversor FLYBACK tenha as mesmas especificações feitas no capítulo 3, para o ZETA, a fim de se fazer as comparações mais adequadamente.

$$V_{in} = 311 \cdot \sin(\omega t)$$

$$P_o = 200W$$

$$FP \cong 1,0$$

$$V_o = 311V$$

$$f_s = 30kHz$$

$$\alpha = \frac{311}{311} = 1,0$$

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{200}{311} = 0,64A$$

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{300^2}{200} = 450\Omega$$

$$D_c = \frac{1}{1 + \alpha} = \frac{1}{1 + 1,0} = 0,5$$

$$L_{mc} = \frac{\alpha \cdot V_p \cdot D_c^2}{4 \cdot I_o \cdot f_s} = \frac{1,0 \cdot 311 \cdot 0,5^2}{4 \cdot 0,64 \cdot 30000} = 1,01mH$$

$$L_m = 760\mu H$$

$$D = \frac{2}{\alpha} \sqrt{\frac{L \cdot f_s}{R_o}} = \frac{2}{1,0} \sqrt{\frac{760 \cdot 10^{-6} \cdot 30000}{450}} = 0,45$$

O capacitor de saída tem o mesmo valor do ZETA, Co=252μF

O filtro de entrada é calculado da mesma forma e resulta nos mesmos valores do ZETA, já que possuem a mesma potência.

$$R_F = \frac{311^2}{2 \cdot 200} = 241,8 \Omega$$

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot 241,8 \cdot 2 \pi \cdot 3000 \cdot 1} = 110 \text{ nF}$$

$$L_f = \frac{1}{(2 \pi \cdot 3000)^2 \cdot 110 \cdot 10^{-9}} = 25,59 \text{ mH}$$

5.3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.

A estrutura simulada está representada na figura 5.4 e os resultados obtidos, com o uso do programa SCVOLT, são apresentados nas figuras 5.5 e 5.6.

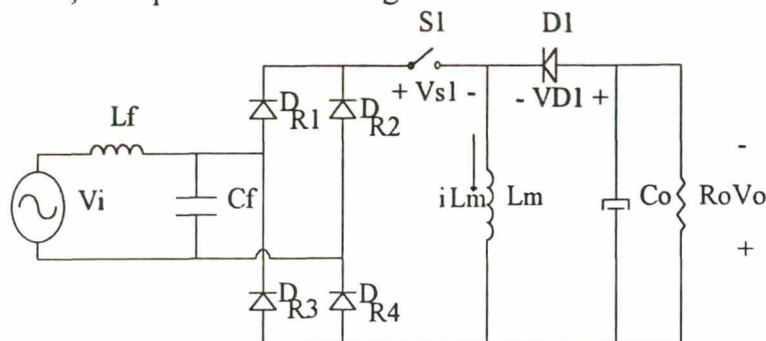


Figura 5.4 - Estrutura Simulada.

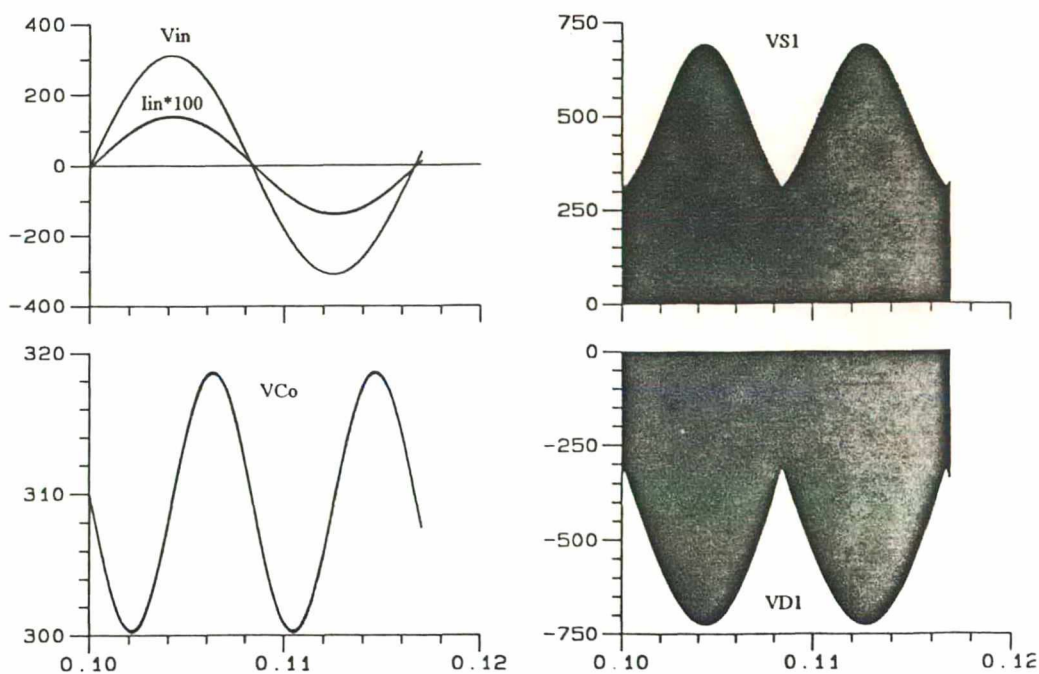


Figura 5.5 - Principais tensões e corrente de entrada para o conversor FLYBACK.

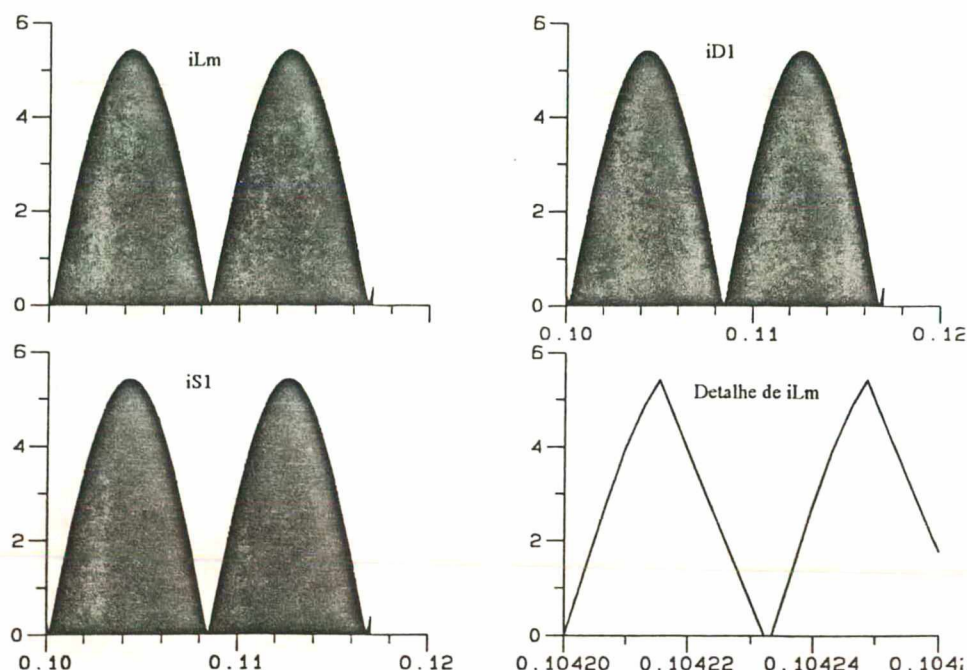


Figura 5.6 - Principais correntes para o conversor FLYBACK.

5.4 - CONCLUSÕES.

O trabalho desenvolvido neste capítulo prova que o conversor FLYBACK é também apropriado à correção do fator de potência de fontes chaveadas. Tem a característica de ser naturalmente isolável, o que possibilita aplicações como conversor com único estágio de processamento de energia, utilizando uma única chave controlada.

Quanto aos resultados obtidos com o FLYBACK, são exatamente os mesmos obtidos com o ZETA. As duas estruturas apresentam o mesmo equacionamento, característica de saída e emulam perfeitamente um resistor. Os esforços de tensões e correntes nas chaves são os mesmos e a TDH resultante é nula.

A grande vantagem do conversor FLYBACK frente ao ZETA é possuir topologia mais simples, apresentando um elemento magnético (L_o) e um capacitor ($C1$) a menos, mas apesar disso o volume magnético e capacitivo necessários são os mesmos, porém no ZETA eles estarão distribuídos.

A principal questão que aparece num momento como este é saber qual o conversor a utilizar, a resposta é: depende da aplicação. Se as exigências forem apenas que a estrutura

apresente FP unitário e que se deseje tensão regulada e isolada na saída do conversor, como em uma fonte chaveada, a resposta é seguramente em favor da utilização do FLYBACK, pois terá uma construção bem mais simples. Quando as exigências começam a se aprofundar mais, o conversor ZETA pode se tornar atrativo. É o caso da situação onde se deseja corrente de saída com alta qualidade, pequena ondulação, como em carregamento de bancos de baterias ou alimentação de barramentos longos, que foi demonstrado no capítulo 3 (item 3.6), obtendo-se condução contínua no indutor de saída, com a variação dos valores das indutâncias, e com a vantagem de se manter a simplicidade da operação em condução descontínua nas chaves.

CONCLUSÕES GERAIS

Uma promissora técnica para correção do fator de potência de fontes chaveadas foi apresentada neste trabalho, com grandes vantagens sobre estruturas convencionais até aqui utilizadas. Consegue-se corrigir o fator de potência, isolar e regular a tensão de saída em um único estágio de processamento de potência utilizando-se uma única chave controlada, com frequência constante (PWM), resultando numa estrutura robusta e um comando bastante simples.

O objetivo principal a que se propôs no início do trabalho foi alcançado. Provou-se, tanto por simulações como experimentalmente, que o conversor ZETA é apropriado para a correção do fator de potência.

Em condução descontínua a corrente de entrada segue naturalmente a tensão, não produzindo harmônicas significativas de baixa ordem. O fator de potência não depende de grandeza alguma do circuito, permanecendo bem próximo da unidade desde a vazio até plena carga. O fator de deslocamento entre tensão e corrente ($\cos\phi$) permaneceu, também, bem próximo da unidade para toda variação de carga, aprovando o filtro de entrada escolhido.

A possibilidade de industrialização da estrutura, para pequenas potências, é muito grande. Os fatores limitantes são a corrente de pico no diodo de saída, a corrente eficaz no capacitor de acoplamento $C1$ e a tensão sobre o MOSFET.

Para trabalhos futuros com este conversor propõe-se que se estude o emprego de uma técnica para proporcionar comutação não dissipativa, que se estude o emprego da condução contínua e que se faça um estudo comparativo mais detalhado com o conversor FLYBACK, inclusive com experimentação.

BIBLIOGRAFIA

- [1]- DE ABREU, GLÁUCIO NASCIMENTO, "Estudo e Aplicação do Conversor ZETA-GEPAE Isolado com Múltiplas Saídas e Modulação PWM para Fontes Chaveadas", Dissertação de Mestrado, LAMEP/UFSC, 1992.
- [2]- DE SEIXAS, CLAUDINER MENDES, "Análise e Projeto de um Sistema de Correção de Fator de Potência Utilizando o Conversor Boost em Condução Descontínua", Relatório Interno, LAMEP/UFSC, 1992.
- [3]- ENDO, H.; YAMASHITA, T. e SUGIURA, T., "A High Power Factor Buck Converter", Publicado nos Anais do PESC'92, pp. 1071 - 1076.
- [4]- LIU, K. H. e LIN, Y. L., "Current Waveform Distortion in Power Factor Circuits Employing DCM Boost Converter", Publicado nos Anais do PESC'89, pp. 825 - 829.
- [5]- C'UK, SLOBODAN, "Discontinuous Inductor Current Mode in The Optimum Topology Switching Converter", Publicado nos Anais do APEC'78, pp. 105 - 123.
- [6]- CANESIN, CARLOS ALBERTO, "Fontes Chaveadas com Múltiplas Saídas Isoladas e Fator de Potência Unitário com um Único Interruptor", Dissertação de Mestrado, LAMEP/UFSC, 1990.
- [7]- BARBI, IVO, "Projeto de Fontes Chaveadas", Publicação Interna, LAMEP/UFSC, 1990.
- [8]- STREMLER, FERREL G., "Intrduction to Communication Systems", Second Edition, Addison-Wesley Publishing Company, Madison - Wisconsin, EUA.
- [9]- SEDRA, ADEL S. and SMITH, KENNETH C., "Microelectronic Circuits", CBS College Publishing, 1982, EUA.
- [10]- PÉRES, ADRIANO; MARTINS, D. C. e BARBI, IVO, "ZETA Converter With High Power Factor Operating in Discontinuous Conduction Mode", Artigo Publicado nos Anais do COBEP'93, pp. 28 - 31.
- [11]- PÉRES, ADRIANO; MARTINS, D. C. e BARBI, IVO, "ZETA Converter Applied in Power Factor Correction", Artigo a ser publicado nos anais do PESC'94, Taipei - Taiwan.

[12]- DE SEIXAS, CLAUDINER MENDES, "Análise e Projeto de um Sistema de Correção de Fator de Potência Utilizando o Conversor Boost Multifase Operando em Condução Descontínua e a Frequência Constante", Dissertação de Mestrado, LAMEP/UFSC, 1993.

[13]- MUÑOZ BRAVO, CARLOS AMABLE, "Correção do Fator de Potência Usando o Conversor Boost para Tensão de Entrada 110/220V", Dissertação de Mestrado, LAMEP/UFSC, 1993.

[14]- DE SEIXAS, CLAUDINER MENDES, "Analysys of a Power Factor Correction System Employing The Multiphase Boost Converter Operating in Discontinuous Conduction at Constant Frequency", Publicado nos Anais do COBEP'93, pp. 207 - 212.

[15]- MUÑOZ BRAVO, CARLOS AMABLE; MARTINS, D.C. e BARBI, IVO, "Power Factor Correction Using The Boost Converter For 110/220V Input Voltage", Publicado nos Anais do COBEP'93, pp. 32 - 37.

[16]- GAIDZINSKI, PAULO ROBERTO, "Unidade Retificadora de Alta Performance, 1500W - 25A, Para Telecomunicações", Dissertação De Mestrado, LAMEP/UFSC, 1993.

[17]- GHEDIN, ALVARO, "Fontes Chaveadas com Entrada Trifásica, Alto Fator de Pontência, Comutação Sob Tensão Nula, Empregando Um Único Estágio de Potência", Dissertação de Mestrado, LAMEP/UFSC, 1993.

[18]- DE SOUZA, ALEXANDRE FERRARI e BARBI, IVO, "Correção de Fator de Potência de Fontes de Alimentação", Apostila do Curso, LAMEP/UFSC, Julho de 1993.

[19]- JOZWIK, J. J. e KAZIMIERCZUK, M. K., "Dual SEPIC PWM Switching Mode DC/DC Power Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 36, nº 1, pp. 64 - 70, 1989.

[20]- APT, "POWER MOSFET PRODUCT LINE CATALOG", Da Advanced Power Technology, EUA, 1989.

[21]- SEMIKRON, "Catálogo de Semicondutores de Potência e Acessórios", Brasil.

[22]- MOTOROLA SEMICONDUCTOR, "Technical Data Book", EUA, 1988.

[23]- ICOTRON, "Catálogo de Capacitores", Brasil.

[24]- DE SOUZA, ALEXANDRE F. e MARTINS, D. C., "Manual de Utilização do Programa SCVOLT", Publicação Interna, LAMEP/UFSC, 1989.

[25]- HECTOR, J. , "DSN - Manual de Utilização", LEEI - ENSEEIHT, Toulouse, França, Editado em Português pelo LAMEP/UFSC, 1992.